

13

ETUDE COMPARATIVE ET COMMANDE DE CONVERTISSEURS TRIPHASES  
AVEC APPLICATIONS AUX MACHINES ELECTRIQUES

© Guy Olivier

Thèse  
présentée  
au  
Département de Génie Electrique

comme exigence partielle en vue de l'obtention  
du grade de Philosophiae Doctor (Ph.D.)  
Université Concordia  
Montréal, Québec, Canada

Janvier 1982

©

Guy Olivier, 1982

## SOMMAIRE

ETUDE COMPARATIVE ET COMMANDE DE CONVERTISSEURS  
TRIPHASES AVEC APPLICATIONS AUX MACHINES ELECTRIQUES

Guy Olivier

Philosophiae Doctor (Ph.D.)

Université Concordia

janvier 1982

L'addition d'un ou de deux thyristors auxiliaires au convertisseur triphasé classique à six thyristors en améliore sensiblement les performances. Le fonctionnement du convertisseur à 8 thyristors diffère du pont classique pour des tensions continues entre 0 et 87% de la tension maximale, tandis que celui à 7 thyristors entre seulement 0 et 50%. Contrairement, au convertisseur classique dont la gamme des angles de déclenchement s'étend sur 180 degrés, celle des ponts modifiés s'étale sur 240 degrés pour le pont à 7 thyristors et 300 degrés pour celui à 8 thyristors. Les ponts modifiés possèdent un meilleur facteur de puissance, consomment moins d'énergie réactive et ont des courants de ligne d'amplitude plus petite que le convertisseur classique. De plus, ils permettent une diminution sensible de l'inductance de lissage. Cependant, en mode onduleur, le convertisseur à 8 thyristors et, tout particulièrement, celui à 7 thyristors sont plus susceptibles aux ratés de commutation; des angles de sécurité additionnels doivent être ajoutés.

Afin de réaliser les algorithmes complexes de déclenchement des thyristors des ponts modifiés, une nouvelle méthode d'allumage équidistant a été développée. Cet algorithme a été implémenté par un micro-ordinateur basé sur le microprocesseur 6502. Le micro-ordinateur assure aussi la linéarisation de la fonction de transfert des convertisseurs. Les résultats obtenus en laboratoire sont identiques, voire supérieurs, à ceux qui peuvent être obtenus à partir de commandes classiques. Par la suite, cette commande a été utilisée comme module de base pour réaliser un réglage auto-adaptatif en boucle ouverte de la tension redressée d'un des deux convertisseurs modifiés ou du convertisseur classique. Par des mesures en temps réel de la tension alternative, de la tension et du courant continu, la résistance équivalente des convertisseurs, qui, pour les ponts modifiés, n'est pas constante, est déterminée et sa valeur utilisée pour ajuster la tension redressée. Ce type de commande a l'avantage d'être stable quelque soit la charge raccordée. De plus, afin de limiter au minimum les risques de ratés de commutation, une limite de courant elle-aussi numérique, a été incorporée. Un modèle du convertisseur et de sa commande basée sur la transformée en  $z$  a permis d'étudier le comportement dynamique de cette limite de courant.

Afin de vérifier les avantages réels qui peuvent résulter de l'emploi des convertisseurs modifiés, les performances de ces derniers ont été comparées à celles du pont classique dans un entraînement moderne de Scherbius à thyristors (machine asynchrone à bagues commandée par la tension rotorique). Les gains obtenus, en particulier avec le convertisseur à 8 thyristors sont énormes. L'augmentation du facteur de puissance

atteint 20%, la diminution de la consommation réactive 40% et celle des courants de ligne dépasse 25%. De surcroît, les gains les plus importants par rapport au convertisseur classique sont obtenus lorsque l'entraînement fonctionne à grande vitesse et à pleine charge, conditions d'opération les plus difficiles pour ce type d'entraînement. De plus, à cause du facteur de puissance élevée lorsque la vitesse est proche de la vitesse synchrone, les convertisseurs modifiés rendent possible l'élimination des dispositifs auxiliaires de démarrage nécessaires avec le convertisseur classique. Finalement, l'entraînement de Scherbius doté du convertisseur à 8 thyristors apparaît comme un candidat sérieux pour les grands aérogénérateurs de la prochaine décennie.

---



Et pourtant eux non plus ne  
sont point pardonnables:  
s'ils ont été capables d'acquiescer  
assez de science  
pour pouvoir scruter le monde,  
comment n'en ont-ils pas plus  
tôt découvert le Maître!

Sagesse 13, 8-9

A mon épouse Denise

A mes parents

## REMERCIEMENTS

Nous tenons à remercier M. V.R. Stefanovic pour nous avoir accueilli dans son laboratoire d'électronique industrielle et pour avoir accepté de diriger cette thèse. Sa patience et ses précieux conseils ont rendu possible le travail que nous présentons aujourd'hui. Nous voulons aussi exprimer notre reconnaissance à M. D. Mukhedkar qui a bien voulu prendre la responsabilité de co-diriger ce travail.

Nous tenons à exprimer notre sincère gratitude à M. G.E. April du département de Génie Electrique de l'Ecole Polytechnique de Montréal. Tout au long de l'élaboration des différents logiciels et de la mise au point des commandes, son aide, ses conseils et son amitié furent inestimables. De plus, il a généreusement mis à notre disposition le laboratoire de micro-ordinateur de l'Ecole Polytechnique.

A l'ensemble du personnel du département de Génie Electrique de l'Université Concordia, professeurs, secrétaires, techniciens et étudiants gradués, nous voulons exprimer notre profonde gratitude; leurs encouragements et leur amitié ont facilité notre travail. Nous désirons remercier tout particulièrement Messieurs les professeurs M.N.S. Swamy, doyen de la faculté de Génie de l'Université Concordia, A. Antoniou directeur du département de Génie Electrique, V. Ramachandran, coordonnateur des études supérieures, J.F. Lindsay et P. Ziogas. Nous tenons aussi à souligner la collaboration franche et efficace de M. D. Juras et de Mlle C. Leduc.

Nous voulons aussi remercier M. Y. Gervais, directeur du département de Génie Électrique de l'Ecole Polytechnique qui, tout au long de ces quatre dernières années, n'a cessé de nous prodiguer encouragements et conseils et qui nous a accueilli au sein de son département. Que Messieurs R.P. Bouchard, G. Roy et J.G. Deschênes de ce même département soient aussi assurés de notre profonde reconnaissance.

Ce travail a été rendu possible grâce à des subventions et des bourses individuelles de l'Université Concordia, du conseil National de Recherches en Sciences Naturelles et en Génie Canada et du Ministère de l'Education de la province de Québec.

Il nous est aussi agréable d'adresser nos remerciements à Mme M. Vigeant et Mlle H. Bergeron qui ont bien voulu accepter avec leur gentillesse habituelle, la tâche fastidieuse de dactylographier le manuscrit de ce texte.

Enfin, il nous faut souligner la patience et la compréhension de notre épouse qui tout au long de ces quatre dernières années, en plus de nous encourager aux moments opportuns, a su supporter patiemment nos retards presque habituels et les longues heures passées au laboratoire. Qu'elle trouve ici l'expression de notre reconnaissance et de notre amour.

Montréal, ce 4 janvier 1982

Guy Olivier

## TABLE DES MATIERES

	<u>Page</u>
SOMMAIRE	iii
REMERCIEMENTS	viii
TABLE DES MATIERES	x
LISTE DES FIGURES	xv
LISTE DES PRINCIPAUX SYMBOLES	xx

INTRODUCTION.....	1
-------------------	---

### CHAPITRE 1: CONVERTISSEURS DE GRAETZ MODIFIES PAR L'ADDITION D'UN OU DE DEUX THYRISTORS AUXILIAIRES

1.1 Introduction.....	4
1.2 Historique.....	6
1.2.1 Convertisseur de Graetz.....	6
1.2.2 Convertisseur à 8 thyristors.....	6
1.2.3. Convertisseur à 7 thyristors.....	9
1.3 Description des convertisseurs.....	11
1.3.1 Convertisseur de Graetz.....	11
1.3.2 Convertisseur à 8 thyristors.....	15
1.3.3 Convertisseur à 7 thyristors.....	22
1.3.4 Angle généralisé.....	26
1.4 Caractéristiques de la tension redressée....	28
1.4.1 Tension continue.....	28
1.4.2 Harmoniques de tension.....	30
1.4.3 Valeur efficace de la tension redres- sée.....	34
1.4.4 Ondulation résiduelle et coefficient de ronflement.....	37

1.5 Caractéristiques des courants du côté alternatif.....	39
1.5.1 Valeurs efficaces des courants de ligne.....	39
1.5.2 Harmoniques de courant.....	39
1.5.3 Choix du transformateur triphasé.....	44
1.5.4 Courant de neutre.....	45
1.6 Facteur de puissance et facteur de déplacement.....	46
1.6.1 Définitions.....	46
1.6.2 Facteur de puissance.....	47
1.6.3 Facteur de déplacement.....	48
1.7 Puissance réelle, apparente et réactive.....	52
1.7.1 Puissance réelle.....	52
1.7.2 Puissance apparente.....	52
1.7.3 Puissance réactive.....	54
1.7.4 Résultats.....	54
1.8 Délimitation des zones d'opération à courant continu.....	59
1.9 Sélection de l'inductance de lissage.....	67
1.10 Sélection des thyristors.....	73
1.10.1 Thyristors principaux.....	73
1.10.2 Thyristors auxiliaires.....	73
1.11 Phénomène d'empiètement.....	77
1.11.1 Convertisseur classique.....	77
1.11.2 Convertisseur à 8 thyristors.....	80
1.11.3 Convertisseur à 7 thyristors.....	83
1.11.4 Résistance équivalente.....	88

1.11.5 Conséquences de l'empiètement sur la stratégie de commande et sur la sensibilité aux rates de commutation...	91
---	----

1.12 Convertisseur classique avec stratégie de commande modifiée.....	96
---	----

## CHAPITRE 2: COMMANDE DES CONVERTISSEURS

2.1 Introduction.....	99
2.2 Rétrospective des méthodes de commande existantes.....	100
2.3 Méthode de commande équidistante.....	104
2.4 Description des circuits de la commande....	108
2.4.1 Introduction.....	108
2.4.2 Le micro-ordinateur.....	108
2.4.3 Logique externe.....	110
2.4.4 Les amplificateurs de gâchette.....	112
2.4.5 Circuit sentinelle.....	114
2.4.6 Détecteur de zéro.....	114
2.5 Logiciel.....	118
2.5.1 Introduction.....	118
2.5.2 Programme principal.....	118
2.5.3 Programme d'interruption par les minuteries.....	122
2.5.4 Interruption par le détecteur de zéro	125
2.5.5 Séquence d'initialisation.....	125
2.5.6 Tables.....	125
2.6 Logiciel de commande des thyristors.....	127
2.7 Verrouillage de phase.....	161
2.8 Performance de la commande.....	165

2.8.1 Introduction.....	165
2.8.2 Linéarisation.....	165
2.8.3 Résolution et précision des angles d'allumage.....	165
2.8.4 Essais dynamiques.....	167
2.8.5 Modèle du convertisseur.....	171
2.9 Convertisseur à stratégie modifiée.....	174

### CHAPITRE 3: REGLAGE EN COURANT ET EN TENSION

3.1 Introduction.....	176
3.2 Réglage en courant.....	177
3.2.1 Source de courant et transformée en z	177
3.2.2 Analyse transitoire d'une source de courant avec filtre dans la boucle de rétroaction.....	179
3.2.3 Analyse transitoire d'une source de courant avec retards de calcul.....	186
3.2.4 Commentaires sur l'utilisation de la transformée en z pour l'étude des sources de courant.....	195
3.3 Réglage en tension.....	198
3.4 Mesure des tensions et des courants.....	208
3.5 Logiciel du réglage tension-courant.....	213

### CHAPITRE 4: EVALUATION DES CONVERTISSEURS MODIFIES DANS UN ENTRAÎNEMENT DE MOTEUR ASYNCHRONE A BAGUES COM- MANDE PAR LA TENSION ROTORIQUE

4.1 Introduction.....	230
4.2 Historique.....	232
4.3 Analyse du fonctionnement de la machine a- synchrone à bagues.....	237



4.4	Description du montage expérimental.....	249
4.4.1	Introduction.....	249
4.4.2	Description.....	249
4.4.3	Asservissement de vitesse.....	252
4.4.4	Photographies.....	253
4.5	Résultats expérimentaux.....	268
4.5.1	Introduction.....	268
4.5.2	Résultats expérimentaux: régime per- manent.....	268
4.5.3	Résultats expérimentaux: régime tran- sitoire.....	301
4.6	Générateur d'induction.....	306
4.7	Evaluation de l'entraînement.....	312
CONCLUSION .....		314
REFERENCES .....		319

# LISTE DES FIGURES

	pages
1.1 Convertisseurs triphasés	7
1.2 Schéma du convertisseur classique	12
1.3 Formes d'onde du convertisseur classique	13
1.4 Stratégie de commande du convertisseur classique	14
1.5 Convertisseur à huit thyristors	16
1.6 Définition des angles $\alpha$ et $\delta$ pour le convertisseur à huit thyristors	17
1.7 Formes d'onde pour le convertisseur à huit thyristors	19
1.8 Convertisseur à sept thyristors	23
1.9 Définition des angles $\alpha$ et $\delta$ pour le convertisseur à sept thyristors	24
1.10 Formes d'onde pour le convertisseur à sept thyristors	25
1.11 Tension moyenne des convertisseurs	29
1.12 Première harmonique de tension	33
1.13 Deuxième harmonique de tension	33
1.14 Valeur efficace de la tension continue	35
1.15 Ondulation résiduelle de tension	37
1.16 Coefficient de ronflement de la tension	38
1.17 Valeur efficace des courants de ligne et de neutre	40
1.18 Fondamentale, troisième et neuvième harmonique des courants de ligne	42
1.19 Cinquième harmonique des courants de ligne	43
1.20 Septième harmonique des courants de ligne	43
1.21 Facteur de puissance	49
1.22 Facteur de déplacement: $\cos \phi$	51
1.23a Puissance apparente totale	55
1.23b Puissance apparente, puissance réactive et puissance réelle associée à la fondamentale des courants de ligne	56
1.24 Circuit équivalent pour le calcul des zones à courant continu	58
1.25 Zones d'opération du convertisseur classique	62

## LISTE DES FIGURES

(suite)

1.26	Zones d'opération du convertisseur à huit thyristors; modes $R_1$ à $R_3$	63
1.27	Zones d'opération du convertisseur à huit thyristors; modes $O_1$ à $O_3$	64
1.28	Zones d'opération du pont à sept thyristors; modes $R_1$ et $R_2$	65
1.29	Zones d'opération du convertisseur à sept thyristors; modes $O_1$ et $O_2$	66
1.30	Circuit équivalent pour le calcul du coefficient d'ondulation	68
1.31	Coefficient d'ondulation	71
1.32	Courant moyen dans les thyristors	75
1.33	Courant efficace dans les thyristors	76
1.34	Phénomène d'empiètement pour le convertisseur classique	78
1.35	Phénomène d'empiètement pour le pont à huit thyristors	81
1.36	Empiètement critique pour le convertisseur à huit thyristors	84
1.37	Phénomène d'empiètement pour le convertisseur à sept thyristors	85
1.38	Empiètement critique pour le convertisseur à sept thyristors	87
1.39	Modèle simplifié des convertisseurs	89
1.40	Variation de $R_{eq}$ en fonction de la tension $E_d$	90
1.41	Variation des angles d'empiètement en fonction de $E_d$	92
1.42	Stratégie de commande modifiée pour le convertisseur classique pour un angle $\alpha$ de $135^\circ$	97
2.1	Méthode de déclenchement équidistante	105
2.2	Micro-ordinateur	109
2.3	Circuit de la logique externe	111

LISTE DES FIGURES

(suite)

2.4	Circuit des amplificateurs de gâchette	113
2.5	Circuit sentinelle	115
2.6	Circuit du détecteur de zéro	116
2.7	Modèle de la boucle de verrouillage de phase	162
2.8	Réponse temporelle du circuit de verrouillage de phase	162
2.9	Fonction de transfert des convertisseurs	166
2.10	Réponse temporelle des convertisseurs	170
2.11	Illustration du retard dans la réponse de la commande	172
2.12	Modèle des convertisseurs	173
2.13	Circuit pour obtenir la stratégie de commande modifiée à partir du convertisseur à sept thyristors	175
3.1	Entraînement de machine c.c avec asservissement de courant comme boucle auxiliaire	178
3.2	Source de courant # 1	180
3.3	Schéma synoptique de la source de courant # 1	183
3.4	Réponse théorique normalisée de la source de courant # 1	187
3.5	Réponse temporelle de la source # 1	188
3.6	Source de courant # 2	189
3.7	Schéma synoptique de la source de courant #2	191
3.8	Réponse temporelle de la source de courant expérimentale #2	193
3.9	Réponse théorique normalisée de la source de courant # 2	194
3.10	Asservissement classique en tension d'un convertisseur	197
3.11	Circuit équivalent d'un convertisseur	200
3.12	Réponse temporelle de la source de tension	204
3.13	Réponse du compensateur de correction des variations des tensions de ligne	206

## LISTE DES FIGURES

(suite)

3.14	Transducteurs	211
3.15	Schéma général des intégrateurs	212
4.1	Schéma général de l'entraînement de Scherbius à thyristors	234
4.2	Circuit équivalent généralisé d'une machine asynchrone à bagues	238
4.3	Circuit équivalent d'une machine asynchrone à bagues avec redresseur rotorique et source de tension externe	243
4.4	Caractéristiques de la machine ASEA en opération moteur	245
4.5	Caractéristiques de la machine ASEA en opération générateur	246
4.6	Facteur de puissance et rendement de la machine ASEA	247
4.7	Courant de ligne de la machine ASEA	248
4.8	Schéma général de l'entraînement de Scherbius à thyristors expérimental	250
4.9	Photographies du montage expérimental	254
4.10	Vitesse en fonction de la tension $E_d$	269
4.11	Courant $I_d$ en fonction du couple de charge	270
4.12	Formes d'onde expérimentales, point A	273
4.13	Formes d'onde expérimentales, point B	276
4.14	Formes d'onde expérimentales, point C	279
4.15	Formes d'onde expérimentales, point D	282
4.16	Formes d'onde expérimentales, point E	284
4.17	Tensions rotoriques	285
4.18	Facteur de puissance de l'entraînement expérimental	291

LISTE DES FIGURES

(suite)

4.19	Puissance réactive consommée par l'entraînement expérimental.	295
4.20	Courant de ligne pour l'entraînement expérimental	297
4.21	Rendement de l'entraînement expérimental	299
4.22	Tension efficace aux bornes de l'inductance de lissage	300
4.23	Réponse transitoire de l'entraînement expérimental	302
4.24	Facteur de puissance; générateur d'induction	308
4.25	Puissance réactive; générateur d'induction	309
4.26	Courant de ligne; générateur d'induction	310

TABLEAUX

1.1	Equations pour déterminer la valeur critique de $m$	61
1.2	Equations pour calculer $C_{on}$	70
4.1	Caractéristiques de la machine expérimentale	244
4.2	Amplitude des harmoniques des courants $I_1$	288
4.3	Valeurs des diverses variables pour les cinq points d'opération choisis	290

# LISTE DES PRINCIPAUX SYMBOLES

$\alpha$	Angle de déclenchement des thyristors principaux
$\alpha_{lim_x}$	Angle limite de déclenchement pour le pont à x thyristors
$\beta$	Variable de calcul
$\gamma$	Variable de calcul
$\delta$	Angle de déclenchement des thyristors auxiliaires
$\Delta$	Intervalle entre le déclenchement de deux thyristors
$\Delta$	Connexion en triangle
$e$	Chute de tension dans les semiconducteurs
$\eta$	Facteur de puissance
$\mu$	Angle d'empiètement
$\mu_{sx}$	Angle de sécurité pour le convertisseur à x thyristors
$\phi$	Angle de déplacement
$\omega$	Fréquence angulaire
$\omega_s$	Vitesse synchrone angulaire
$\Omega$	Angle généralisé de déclenchement
$a$	Rapport de tours
$a_0, a_1 \dots a_n$	Coefficients de série de Fourier
$b_0, b_1 \dots b_n$	Coefficients de série de Fourier
$c_0, c_1 \dots c_n$	Coefficients de série de Fourier
$c_{on}$	Coefficient d'ondulation
$E_c$	Tension contre-électromotrice
$e_d, E_d$	Tension continue
$E_{do}$	Tension continue maximale
$E_{di}$	Chute de tension dans une diode
$E_{eff}$	Tension efficace

# LISTE DES PRINCIPAUX SYMBOLES

(suite)

$e_{ind}, E_{ind}$	Tension aux bornes de l'inductance
$E_l$	Tension de ligne
$E_{ln}$	Tension nominale de ligne
$E_m$	Tension continue mesurée
$E_{ond}$	Ondulation résiduelle de tension
$E_p$	Tension de phase
$e_{red}, E_{red}$	Tension redressée
$E_s$	Tension représentant la chute de potentiel dans le pont de diodes dans le modèle de la machine asynchrone
$E_l$	Tension fictive aux bornes de la branche de magnétisation dans le modèle de la machine asynchrone
$E_3, E'_3$	Tension extérieure dans le modèle de la machine asynchrone
$G, G_1, G_2, G_3, G_p$	Gains
$i_d, I_d$	Courant continu
$i_l, I_l$	Courant de ligne
$i_{ly}, I_{ly}$	Courant de ligne connexion en étoile
$i_{l\Delta}, I_{l\Delta}$	Courant de ligne connexion en triangle
$i_n, I_n$	Courant de neutre
$i_{qx}, I_{qx}$	Courant dans le thyristor x
$I_{Qm}$	Courant moyen dans un thyristor
$I_{Qeff}$	Courant efficace dans un thyristor
$i_{tp}, i_{ts}$	Courant dans le primaire et le secondaire d'un transformateur
$I_1, I_2, I'_2$	Courants dans le modèle de la machine asynchrone
$I_1$	Fondamentale du courant



# LISTE DES PRINCIPAUX SYMBOLES

(suite)

$K_1, K_p, K_i$	Gains
$K_e$	Coefficient de gonflement
$L$	Inductance
$m$	Amplitude normalisée de la force contre-électromotrice
$n$	Vitesse de rotation
$n_s$	Vitesse synchrone de rotation
$0_1, 0_2, 0_3$	Modes d'opération
$P$	Puissance réelle
$P_1$	Puissance réelle associée à la fondamentale
$P_e$	Puissance réelle qui traverse l'entrefer d'un moteur asynchrone
$Q$	Puissance réactive
$Q_1$	Puissance réactive associée à la fondamentale
$R$	Résistance
$r_{eq}, R_{eq}$	Résistance équivalente
$R_{fe}$	Résistance représentant les pertes dans le circuit magnétique
$R_1, R_2, R_3$	Modes d'opération
$S$	Puissance apparente
$S_c$	Signal de consigne
$S_1$	Puissance apparente associée à la fondamentale
$S_t$	Puissance apparente totale
$S_{t\Delta}$	Puissance apparente totale connexion triangle
$S_{ty}$	Puissance apparente totale connexion étoile
$T$	Période d'échantillonnage

LISTE DES PRINCIPAUX SYMBOLES

(suite)

$t_e$	Temps de recouvrement d'un thyristor
$T_e$	Couple électromagnétique
$X_c$	Inductance de fuite
$X_1, X_2, X'_2, X_\phi$	Inductances dans le circuit équivalent d'une machine asynchrone

Note: Les minuscules sont réservées à des valeurs instantanées et les majuscules à des valeurs moyennes ou efficaces.

## INTRODUCTION

La crise énergétique des années soixante-dix a forcé la communauté scientifique ainsi que les ingénieurs à prendre conscience de la nécessité d'utiliser l'énergie, sous quelque forme qu'elle soit, plus efficacement et rationnellement que les générations qui nous ont précédées. L'industrie électrique n'a pas échappé, elle aussi, à cette crise. Elle a attaqué simultanément les deux aspects principaux du problème; c'est-à-dire la génération et l'utilisation de l'énergie électrique. Du côté génération, des projets importants de recherche et de développement ont vu le jour portant sur de nouvelles sources d'énergie : piles solaires, aérogénérateurs, fusion nucléaire ... Du côté consommation, on a tenté d'éliminer le gaspillage inutile en construisant de l'appareillage plus efficace et en mettant au point des systèmes de commande plus élaborés qui permettent grâce à une utilisation rationnelle des équipements, des économies appréciables.

Dans ce contexte, l'électronique industrielle a connu un essor formidable. Cette spécialité récente du génie électrique a délaissé au cours des dernières années, les approches traditionnelles et a appris à employer efficacement les derniers raffinements de l'électronique. Elle est en train d'appliquer ses nouvelles connaissances à de nouvelles générations de convertisseurs et d'entraînements à vitesse variable beaucoup plus performants et moins énergivores. Cette tendance devrait se continuer et même s'accroître dans les années qui viennent. De plus, l'arrivée à maturité de deux nouveaux types de semiconducteurs: le

transistor à effet de champ de puissance et le thyristor à extinction par la gâchette ouvre la porte à une multitude d'applications impensables jusqu'à tout récemment.

Cette thèse n'est pas, elle-aussi, étrangère à ces préoccupations; elle propose des idées nouvelles sur les convertisseurs triphasés et sur l'entraînement de Scherbius à thyristors. Dans le but d'élaborer des solutions nouvelles et inédites mettant à profit les capacités offertes par l'électronique moderne, on a tenté d'aborder les problèmes avec une approche neuve, en essayant d'éviter le piège, comment trop facile, d'émuler avec des microprocesseurs de vieilles solutions. En effet, il est essentiel pour tirer le meilleur partie possible de cette nouvelle technologie d'analyser les problèmes avec des yeux neufs.

Le premier chapitre de la thèse décrit deux convertisseurs triphasés dérivés du convertisseur de Graetz et présente une étude comparative de leurs caractéristiques. Par la suite, la seconde partie du chapitre s'attache à définir les zones d'opération et expose les problèmes reliés au phénomène d'empiètement.

Afin de pouvoir implémenter les convertisseurs modifiés, il fallait mettre au point une commande appropriée à leur algorithme de déclenchement beaucoup plus complexe que celui du pont de Graetz. Le second chapitre est donc dédié à une nouvelle méthode équidistante de déclenchement particulièrement bien adaptée à une réalisation par micro-ordinateur.

Le troisième chapitre porte sur la commande, en source de courant et en source de tension de ces convertisseurs. Dans la première partie, la transformée en  $z$  est utilisée pour étudier les problèmes créés, dans les sources de courant par les délais inhérents aux micro-ordinateurs. Par la suite, un réglage en tension auto-adaptatif est décrit. Enfin, on présente les circuits et le logiciel qui permettent d'implémenter une source mixte courant-tension basée sur les concepts précédemment énoncés.

Finalement, le dernier chapitre propose une étude expérimentale portant sur l'utilisation des convertisseurs modifiés dans les entraînements de Scherbius à thyristors. Les résultats obtenus mettent en évidence les gains importants réalisés grâce au convertisseur à 8 thyristors et, à un niveau moindre, grâce au convertisseur à 7 thyristors.

## CHAPITRE PREMIER

### CONVERTISSEURS DE GRAETZ MODIFIES PAR L'ADDITION D'UN OU DE DEUX THYRISTORS AUXILIAIRES

#### 1.1 Introduction

Le circuit de Graetz est probablement le convertisseur de courant triphasé le plus répandu. Il se retrouve dans une multitude d'applications:

- entraînements de machine à courant continu;
- convertisseurs de fréquence;
- redresseurs de puissance;
- poste de transformation à courant continu.

Même si l'ensemble des caractéristiques électriques de ce convertisseur est excellent, il n'en demeure pas moins que son facteur de puissance se détériore rapidement avec l'augmentation de l'angle de retard.

Ce chapitre décrit le fonctionnement, la stratégie de commande et les caractéristiques de deux nouveaux convertisseurs dérivés du pont de Graetz duquel ils diffèrent par l'addition d'un ou de deux thyristors auxiliaires. Afin de mettre en évidence les avantages et les inconvénients de ces deux montages, leurs caractéristiques sont continuellement comparées à celles du pont classique.

Dans les premières sections de ce chapitre, seul le comportement idéalisé du pont a été retenu. A cet effet, les hypothèses simplificatrices habituelles ont été adoptées; à savoir:

- 1: inductance de lissage infiniment grande (courant continu parfaitement constant);
- 2: impédance de source négligeable (angle d'empêchement nul);
- 3: dispositifs électroniques idéaux.

Dans les dernières sections, certaines de ces hypothèses sont remplacées par des contraintes plus réalistes. Le comportement des convertisseurs se rapproche alors du comportement réel.

## 1.2 Historique

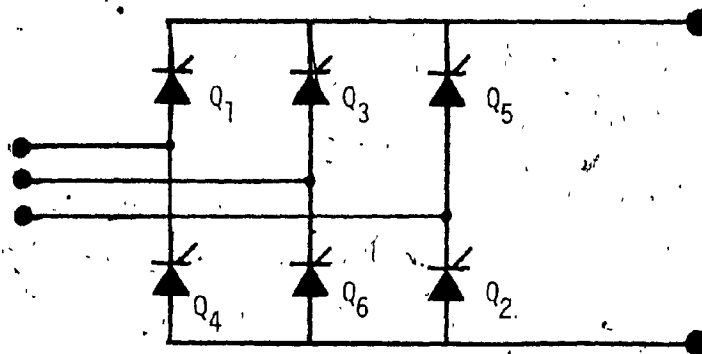
### 1.2.1 Convertisseur de Graetz

Le convertisseur de Graetz, appelé aussi convertisseur triphasé, pont classique ou encore, pont à 6 thyristors, apparaît à la figure 1.1 a. Développé dans les années 20, ce montage est décrit dans la plupart des livres qui traitent d'électronique de puissance. Les ouvrages qui suivent proposent une analyse assez complète de ce circuit: "The Fundamental Theory of Arc Convertors" de H. Rissik (1939) [1], probablement l'un des premiers documents importants en électronique industrielle publiés en langue anglaise; "Rectifier Circuits Theory and Design" par J. Schaefer (1965) [2]; "Direct Current Transmission" par E.W. Kimbark (1971) [3], classique sur le transport d'énergie à courant continu; "Line Commutated Thyristor Converters" par G. Møltgen (1972) [4], livre coédité par la Cie allemande Siemens et enfin "Thyristor Phase Controlled Converters and Cycloconverters" par B.R. Pelly (1971) [5]. En plus de ces titres, il est impossible de passer sous silence le livre de Dewan et Straughen de l'Université de Toronto: "Power Semiconductor Circuits" [6] qui est actuellement utilisé dans la plupart des universités pour l'enseignement de l'électronique de puissance. Malheureusement, il existe très peu d'ouvrages en langue française. Sur ce sujet, le meilleur est, à notre avis: "Electronique industrielle, Electronique de puissance" du professeur H. Buhler de l'Université de Lausanne [7].

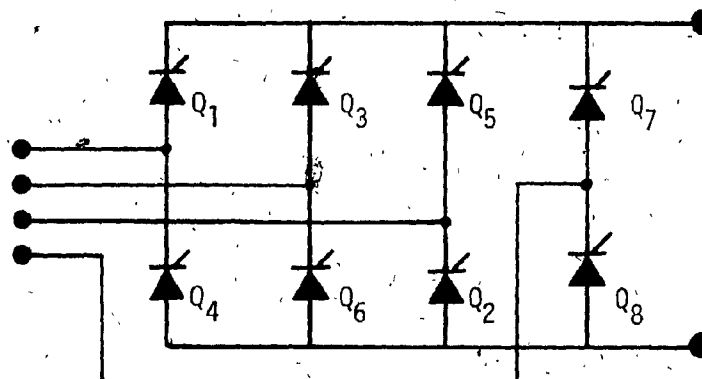
### 1.2.2 Convertisseur à 8 thyristors

Le convertisseur à 8 thyristors apparaît à la figure 1.1 b. Il est composé d'un pont triphasé classique et de deux thyristors auxiliaires;

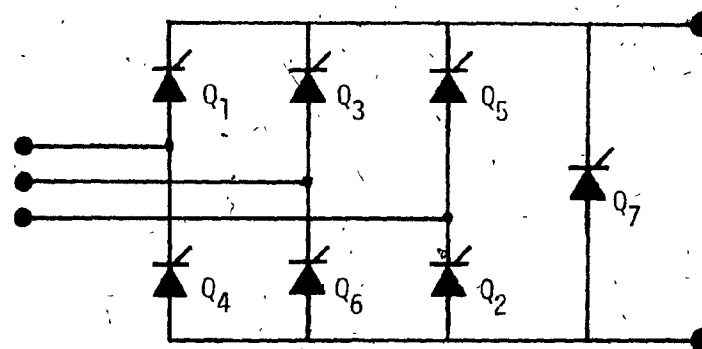




a: CONVERTISSEUR CLASSIQUE



b: CONVERTISSEUR A 8 THYRISTORS



c: CONVERTISSEUR A 7 THYRISTORS

Fig. 1.1 : Convertisseurs triphasés

$Q_7$  et  $Q_8$  reliés au neutre de la source. Il est difficile de situer exactement l'origine de ce pont qui est apparu sous diverses formes dans la littérature (références 12 à 15 de [8]). Entre autres, en 1971, B.R. Pelly [5] décrivait un pont identique à celui de la figure 1.2, exception faite des thyristors 7 et 8 qui étaient remplacés par des diodes de retour, ce pont ne pouvait donc opérer qu'en redresseur. En 1978, V.R. Stefanovic et H.W. Huang présentèrent une première analyse systématique du pont à 8 thyristors lors de la conférence: "1978 Power Electronics Specialists Conference" [8]. Le compte rendu fut publié en 1979 par V.R. Stefanovic dans "IEEE Transactions of Industry Applications" [9]. Cet article décrit le fonctionnement général du convertisseur, définit la stratégie de commande optimale de l'allumage des thyristors principaux et auxiliaires et, finalement, étudie l'influence du phénomène d'empiètement pour une valeur unique d'inductance de source.

Purement théorique, cet article ne présente aucun résultat expérimental et ne propose aucun circuit de commande capable de générer les impulsions d'allumage des thyristors. En mars 1980, l'auteur a proposé une commande par micro-ordinateur (décrite au prochain chapitre) apte à faire fonctionner ce pont tant en onduleur qu'en redresseur selon la stratégie optimale [10, 11]. De plus, en juin 1980, dans une publication qui traite d'une source de courant qui emploie ce pont, l'auteur a présenté des résultats inédits supplémentaires qui portent entre autres sur les limites des zones de courant continu et discontinu, la sélection des thyristors auxiliaires, les avantages d'un transformateur triphasé dont les primaires sont reliés en triangle pour alimenter le pont et sur un modèle en z pour en étudier les performances dynamiques [12].

En plus des résultats déjà publiés, on retrouve dans le présent chapitre des résultats inédits qui portent principalement sur les angles d'empiètement, l'impédance équivalente du convertisseur et la sélection de l'inductance de lissage.

### 1.2.3 Convertisseur à 7 thyristors

Le convertisseur à 7 thyristors présenté à la figure 1.1 c ne diffère du pont classique que par l'addition d'un septième thyristor. C'est une version simplifiée du convertisseur à huit thyristors qui a été développée pour les situations où le point neutre de la source est inexistant ou inaccessible. L'addition d'un seul thyristor auxiliaire permet alors de préserver une bonne partie des avantages acquis par l'utilisation du convertisseur à huit thyristors.

Comme dans le cas du convertisseur à huit thyristors, le présent chapitre présente des résultats inédits sur le convertisseur à sept thyristors. De plus, au second chapitre, il est démontré que la méthode de commande développée pour le pont à huit thyristors est tout aussi bien applicable à ce convertisseur.

A la même époque où l'auteur mettait au point le convertisseur à 7 thyristors, deux groupes de chercheurs, l'un d'Angleterre, l'autre de Toronto proposèrent simultanément une nouvelle stratégie de commande qui permet d'obtenir du convertisseur classique un comportement similaire à celui du pont à 7 thyristors [13,14]. Le premier de ces deux articles a été publié en juillet 1980 par W. Drury, W. Farrer et B.L. Jones et le second par S.B. Dewan et W.G. Dunford en septembre 1980. L'examen

de ces deux publications et de trois autres complémentaires [15, 16, 17] montrant que Dewan et Dunford [17] complétèrent pour un pont monophasé, l'étude de la méthode suggérée par Farrer en 1978 et 1979 [15, 16] et que les deux groupes publièrent parallèlement les résultats pour le pont triphasé [13, 14]. Une section du présent chapitre décrit succinctement la stratégie de commande suggérée par ces deux groupes de chercheurs et met en évidence les avantages et les inconvénients des deux méthodes. De plus, comme aucune suggestion d'un circuit de commande efficace n'est faite par l'un ou l'autre des deux groupes, au second chapitre, il est démontré qu'une simple modification du logiciel ou l'addition de quelques portes externes permet d'adapter le circuit de commande à la stratégie modifiée.

### 1.3 Description des convertisseurs

#### 1.3.1 Convertisseur de Graetz [1 à 7]

Le pont triphasé classique qui apparaît à la figure 1.2 est constitué de six thyristors qui sont allumés successivement de façon à faire apparaître aux bornes du convertisseur des segments des tensions de ligne. La tension continue moyenne,  $E_d$ , est réglée en variant l'angle d'allumage des thyristors, dénoté  $\alpha$ , de zéro à  $180^\circ$ . L'angle  $\alpha$  est défini comme le laps de temps qui s'écoule entre l'instant où un thyristor devient polarisé directement et le moment où il est effectivement allumé. Comme on peut le voir à la figure 1.3, si  $\alpha$  est fixé à zéro, les thyristors se comportent comme des diodes. De  $0^\circ$  à  $90^\circ$ , le convertisseur agit en redresseur et, de  $90^\circ$  à  $180^\circ$ , en onduleur. A  $90^\circ$ , la tension moyenne est nulle et la tension instantanée varie entre plus 50% et moins 50% de la valeur crête de la tension de ligne.

Chaque thyristor conduit pendant  $120^\circ$  soit le tiers de la période de la tension alternative. Les courants dans les thyristors et les courants de ligne sont indépendants de l'angle d'allumage. Il en est de même pour les courants qui circulent dans les primaires du transformateur triphasé qui alimente le convertisseur quelque soit leur type de connexion. Ces divers courants sont illustrés à la figure 1.3 pour un convertisseur alimenté par un transformateur dont les primaires sont raccordés en triangle et les secondaires en étoile.

Les signaux nécessaires pour produire l'allumage des thyristors aux instants désirés sont montrés à la figure 1.4. Chaque train d'impulsions dure  $120^\circ$  et doit être correctement déphasé par rapport

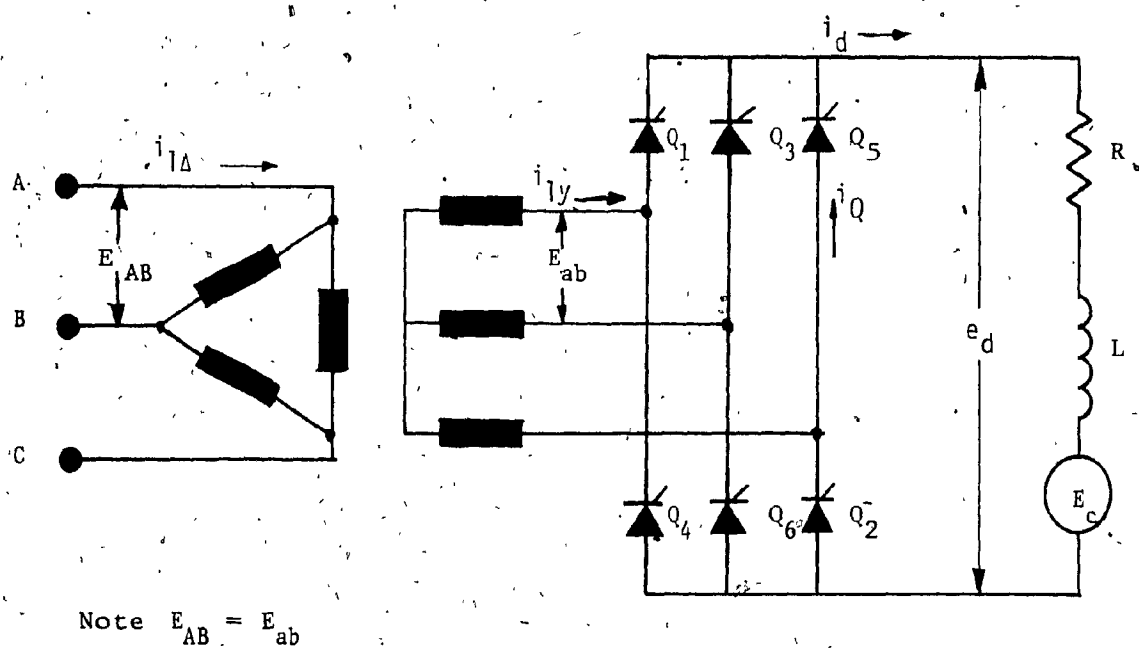


Fig. 1.2 : Schéma du convertisseur classique

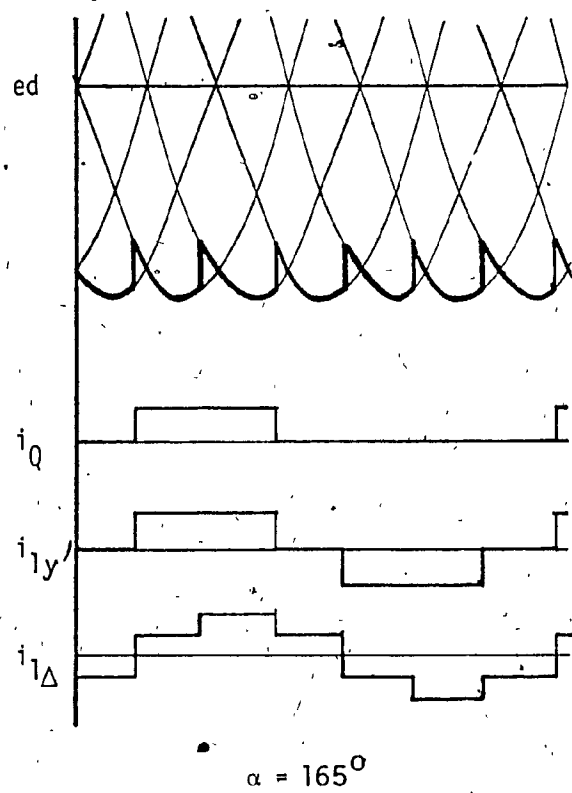
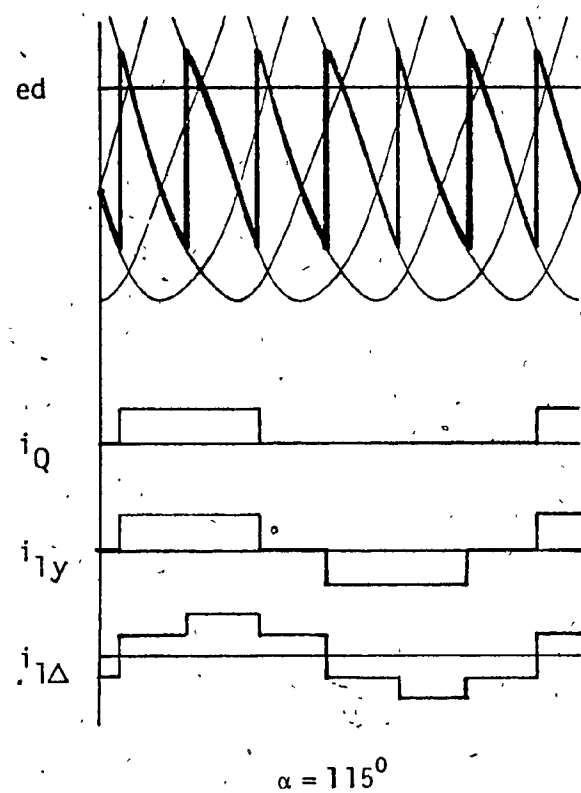
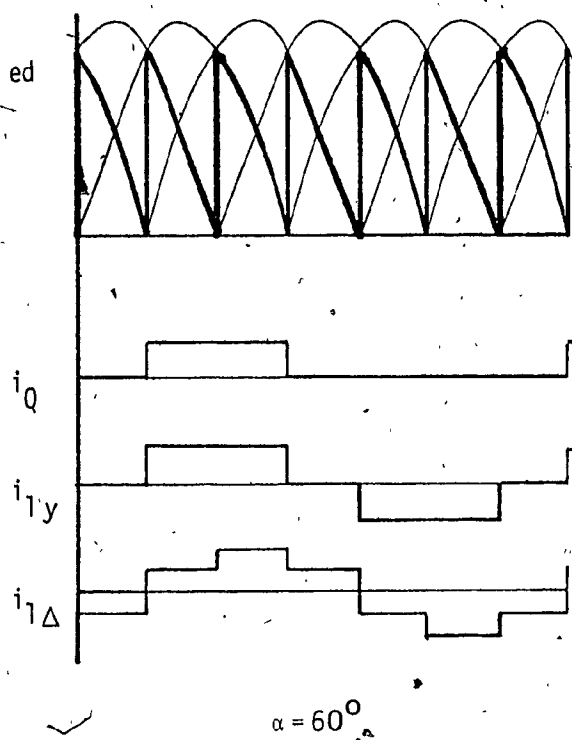
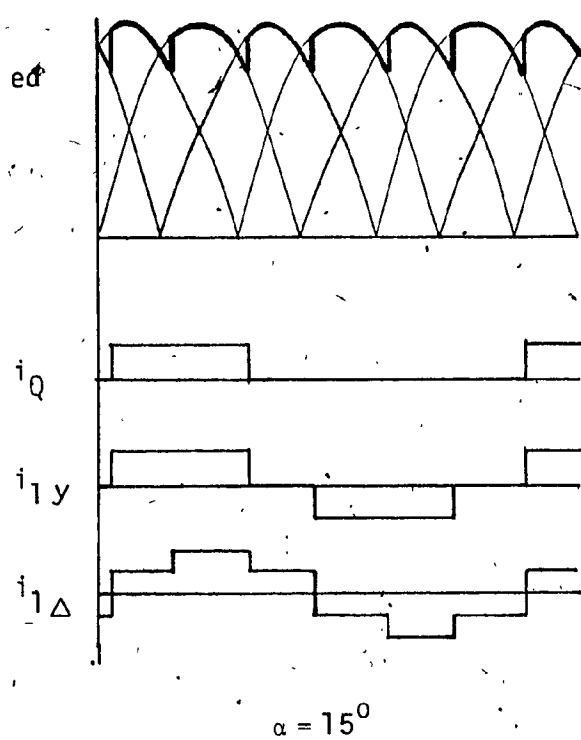


Fig. 1.3 : Formes d'onde du convertisseur classique

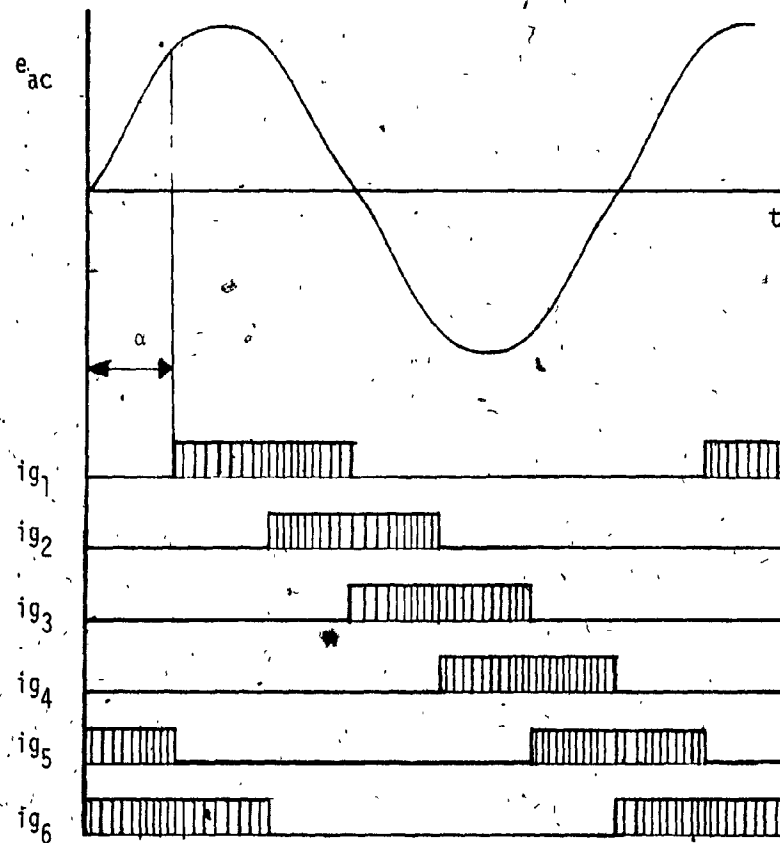


Fig. 1.4 : Stratégie de commande du convertisseur classique  
 (  $ig_x$  : signal de gâchette )



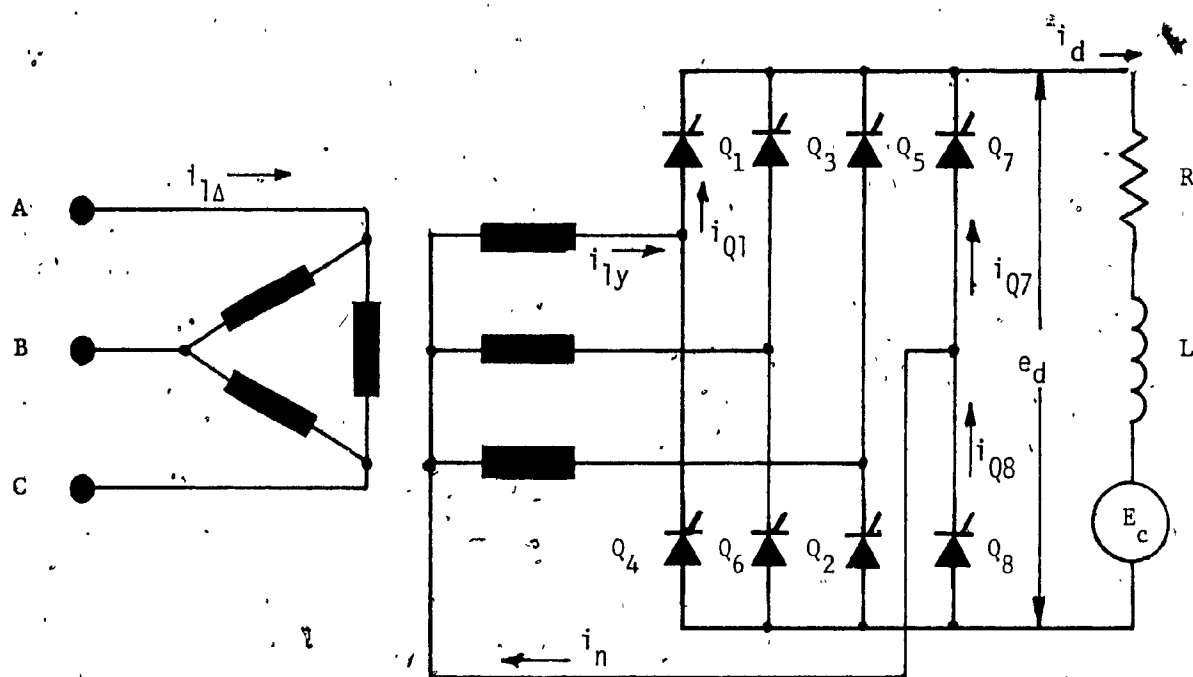
aux autres signaux de gâchette. Le délai entre deux trains d'impulsions successifs doit être exactement de  $60^\circ$  afin d'assurer un allumage symétrique des thyristors et ainsi réduire au minimum les harmoniques non-caractéristiques.

### 1.3.2 Convertisseur à 8 thyristors [8 à 12]

L'addition de deux thyristors auxiliaires (figure 1.5) permet d'améliorer sensiblement le facteur de puissance, de réduire la consommation de puissance réactive et d'obtenir des courants de ligne qui ne sont plus indépendants de l'angle d'allumage. Les gains les plus importants sont acquis lorsque la tension continue est faible.

Le rôle des thyristors auxiliaires est, en fonctionnement redresseur, de transférer dans le conducteur de neutre le courant  $I_d$  chaque fois que la tension redressée instantanée est sur le point de devenir négative et, en fonctionnement onduleur, de façon à maintenir la tension redressée négative. Cette stratégie de commande garantit que les courants de ligne et les tensions de phase correspondantes aient toujours la même polarité en fonctionnement redresseur et des polarités opposées en fonctionnement onduleur, optimisant par le fait même le facteur de puissance.

La définition de l'angle  $\alpha$  demeure inchangée et correspond au délai entre l'instant où un thyristor principal est polarisé directement et le moment où il est allumé. L'angle d'allumage des thyristors auxiliaires, dénoté  $\delta$ , suit la même définition et est égal au laps de temps qui s'écoule entre l'instant où  $Q_7$  ou  $Q_8$  est polarisé directement et le moment où il reçoit une impulsion sur sa gâchette. Ces deux définitions sont illustrées à la figure 1.6.



Note  $E_{AB} = E_{ab}$

Fig. 1.5 : Convertisseur à huit thyristors

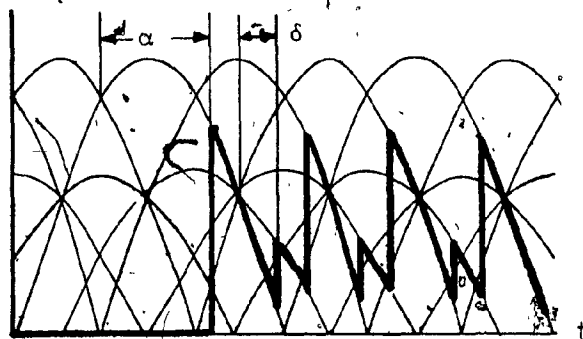


Fig. 1.6 : Définition des angles  $\alpha$  et  $\delta$  pour le convertisseur à huit thyristors

L'opération de ce convertisseur peut être divisée en six modes distincts, trois en fonctionnement redresseur et trois en fonctionnement onduleur. Afin d'en simplifier la compréhension, l'allure des tensions et des courants ainsi que la stratégie de commande sont représentés à la figure 1.7 pour chacun des six modes d'opération.

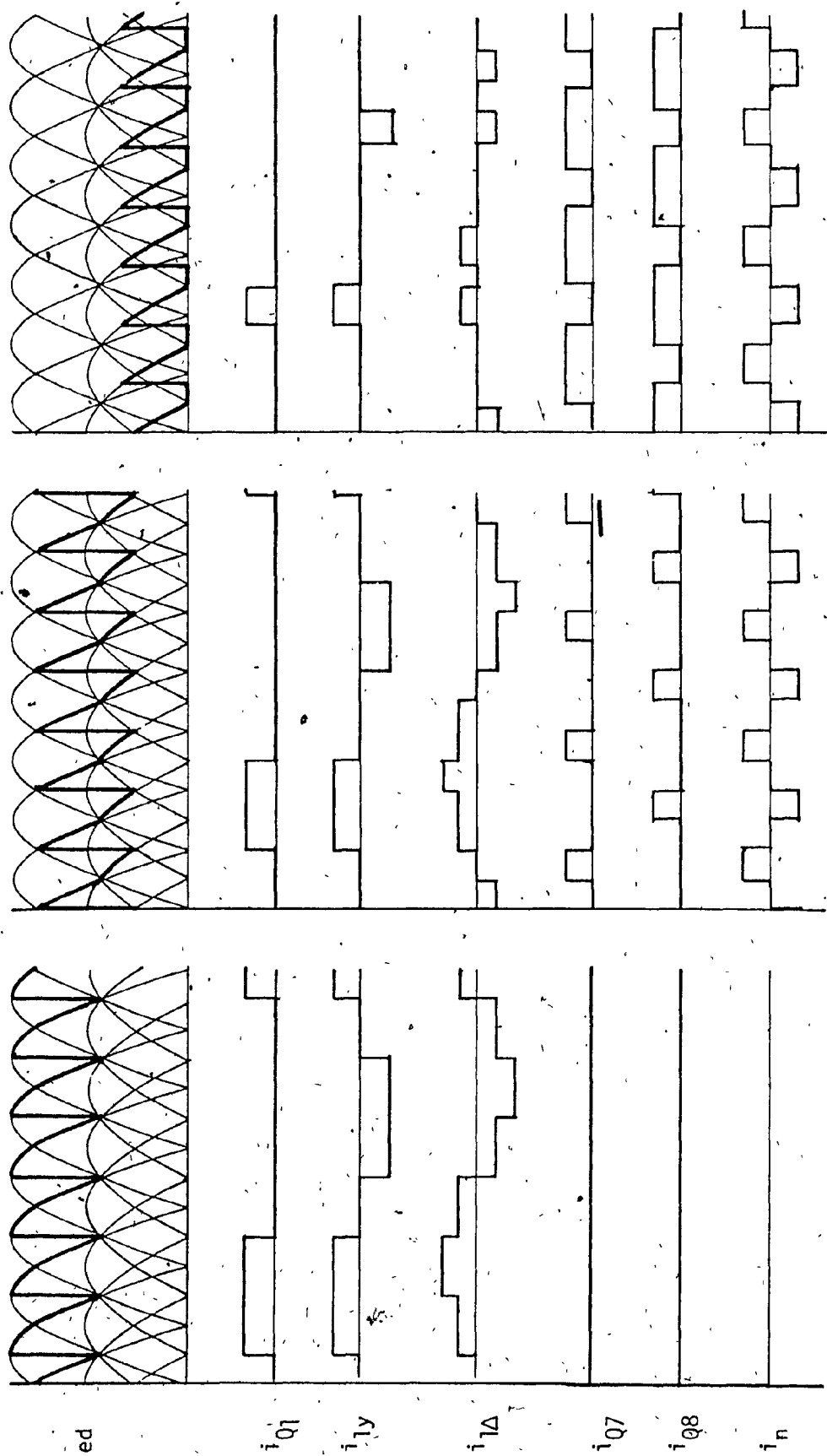
Mode  $R_1$ : Figure 1.7 a;  $0^\circ \leq \alpha \leq 30^\circ$ . Le convertisseur opère comme un pont classique;  $Q_7$  et  $Q_8$  sont polarisés négativement et ne peuvent donc pas conduire.

Mode  $R_2$ : Figure 1.7 b;  $30^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$  et  $\delta = 0^\circ$ . La tension continue instantanée est composée d'un segment d'une tension de ligne et d'un segment d'une tension de phase. Les thyristors principaux conduisent durant  $150^\circ - \alpha$  et les thyristors auxiliaires par période de  $\alpha - 30^\circ$ , trois fois chacun chaque cycle.

Mode  $R_3$ : Figure 1.7 c;  $90^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ$  et  $\delta = 0^\circ$ . Au moins un des deux thyristors auxiliaires est toujours en conduction. La tension instantanée est soit un segment d'une tension de phase, soit nulle lorsque  $Q_7$  et  $Q_8$  conduisent simultanément détournant ainsi le courant des thyristors principaux.

Mode  $O_1$ : Figure 1.7 d;  $0^\circ \leq \delta \leq 60^\circ$  et  $\alpha = 150^\circ$ . La tension instantanée est soit nulle, soit un segment d'une tension de phase. Un ou l'autre des thyristors auxiliaires est toujours en conduction.

Mode  $O_2$ : Figure 1.7 e;  $60^\circ \leq \delta \leq 120^\circ$  et  $\alpha = 150^\circ$ . La tension qui, au début, est un segment d'une tension de ligne, devient,  $\delta - 60^\circ$  plus

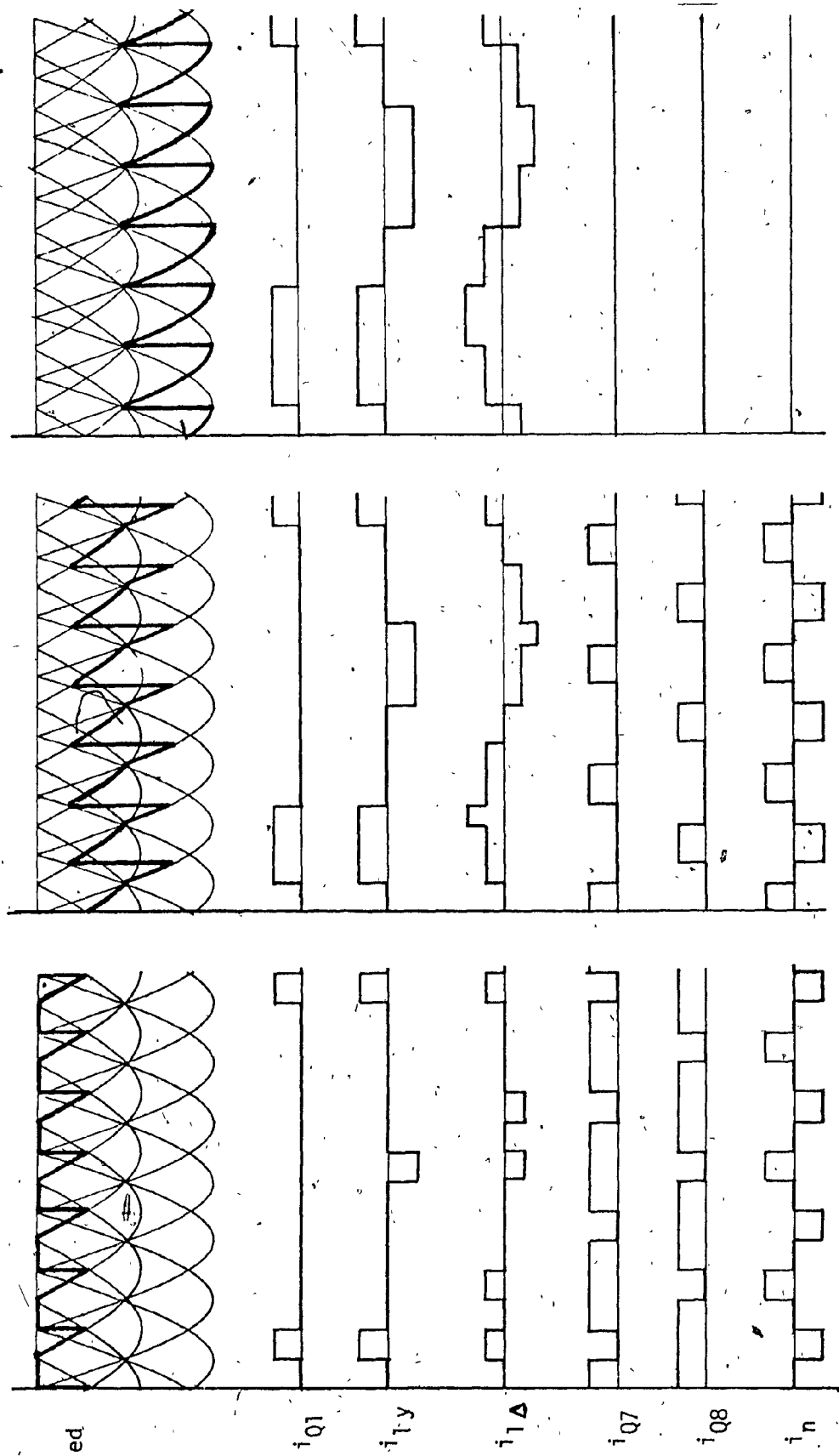


a: - Mode  $R_1$ :  $\alpha = 30^\circ$

b: Mode  $R_2$ :  $\alpha = 60^\circ$  et  $\delta = 0^\circ$

c: - Mode  $R_3$ :  $\alpha = 110^\circ$  et  $\delta = 0^\circ$

Fig 1.7 : Formes d'onde pour le convertisseur à huit thyristors



f: Mode 0  $\alpha = 150^\circ$

e: Mode 0  $\alpha = 150^\circ$  et  $\delta = 80^\circ$

d: Mode 0  $\alpha = 150^\circ$  et  $\delta = 30^\circ$

Fig. 1.7 Formes d'onde pour le convertisseur à huit thyristors

tard, un segment d'une tension de phase lors de l'allumage de  $Q_7$  ou de  $Q_8$ .

Mode  $O_3$ : Figure 1.7 f;  $150^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$ . Les thyristors auxiliaires ne sont plus allumés et le convertisseur fonctionne à nouveau comme un convertisseur classique.

L'examen de la figure 1.7 permet de faire quelques constatations importantes sur le fonctionnement de ce convertisseur:

- L'étendue de la plage de variation des angles d'allumage totalise  $300^\circ$  comparativement aux  $180^\circ$  du pont de Graetz.
- En fonctionnement redresseur, si le pont ne doit jamais opérer comme onduleur, les thyristors auxiliaires peuvent être remplacés par des diodes de retour.
- Il existe une symétrie des formes d'onde des modes  $R_1$  à  $R_3$  par rapport aux formes d'onde des modes  $O_3$  à  $O_1$ . (Cette symétrie sera mise à profit plus tard, pour définir un angle d'allumage généralisé.)
- Les primaires des transformateurs reliés en triangle éliminent les harmoniques d'ordre multiple de trois qui se trouvent dans les courants de ligne du côté étoile.

### 1.3.3 Convertisseur à 7 thyristors [21]

Le pont à huit thyristors n'est utilisable que si le point neutre de la source existe et est accessible. C'était là l'objection principale qui a été apportée à propos de la portée réelle de ce convertisseur. Il est alors apparu évident que l'ajout d'un septième thyristor branché directement aux bornes du convertisseur (fig. 1.8) permet d'obtenir, quoique sur une plage d'opération plus restreinte, les mêmes avantages que le pont à 8 thyristors.

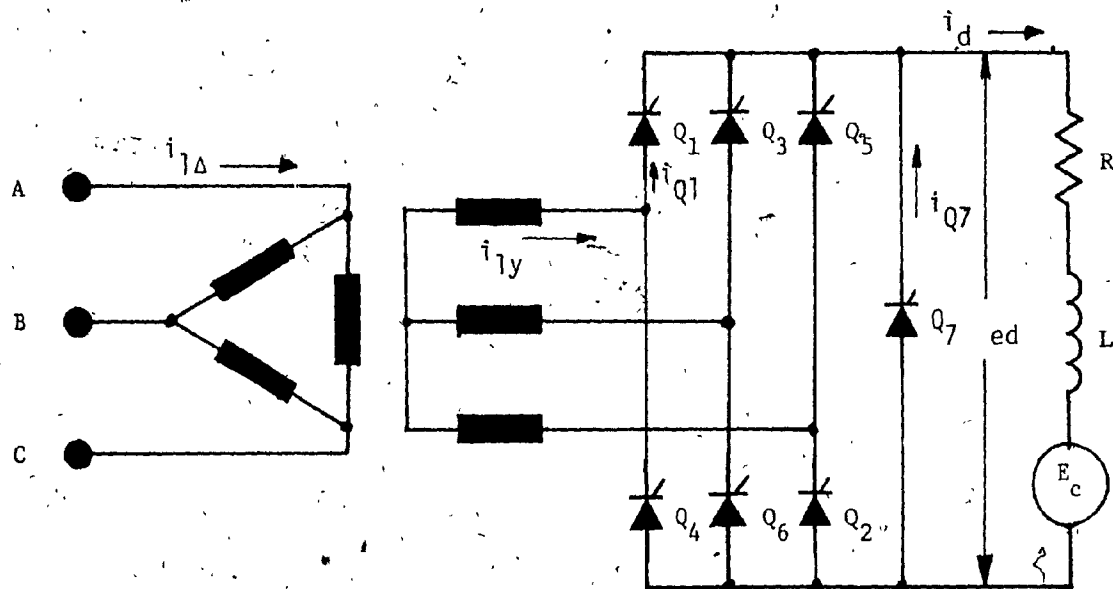
La stratégie de commande de ce pont est similaire à celle du convertisseur précédent. En fonctionnement redresseur, le courant  $I_d$  est dérivé dans  $Q_7$  aussitôt que la tension instantanée est sur le point de devenir négative et en onduleur, l'allumage de  $Q_7$ , empêche toute excursion positive de la tension  $e_d$ .

Comme précédemment, les angles d'allumage des thyristors principaux et du thyristor auxiliaire sont respectivement dénotés  $\alpha$  et  $\delta$ . La définition demeure la même et correspond au laps de temps qui s'écoule entre l'instant où ils deviennent polarisés directement et le moment où ils sont allumés. Cette définition est illustrée à la figure 1.9.

Il est possible de distinguer quatre différents modes d'opération pour ce convertisseur (figure 1.10).

Mode  $R_1$ :  $0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$ ; figure 1.10 a. Le convertisseur fonctionne comme le montage classique; le thyristor auxiliaire est polarisé inversement.





Note:  $E_{AB} = E_{ab}$

Fig 1.8 Convertisseur à sept thyristors

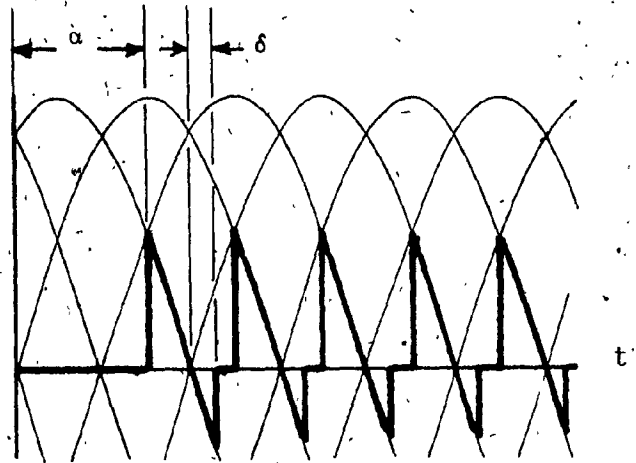


Fig 1.9 : Définition des angles  $\alpha$  et  $\delta$  pour le convertisseur à sept thyristors

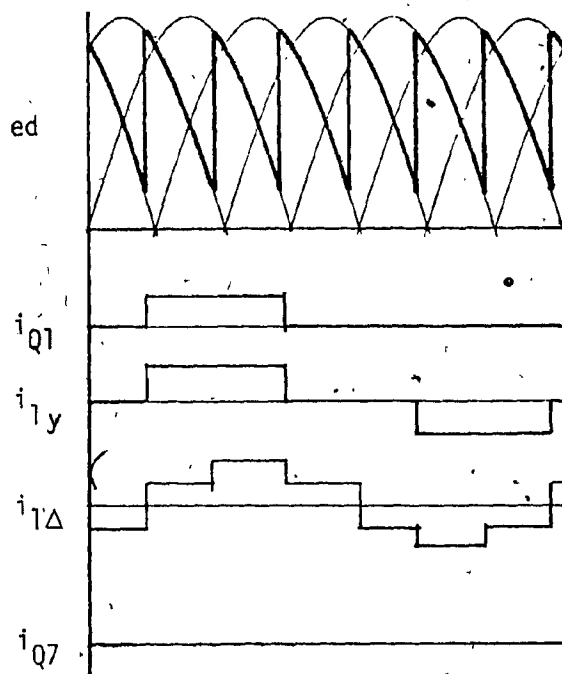
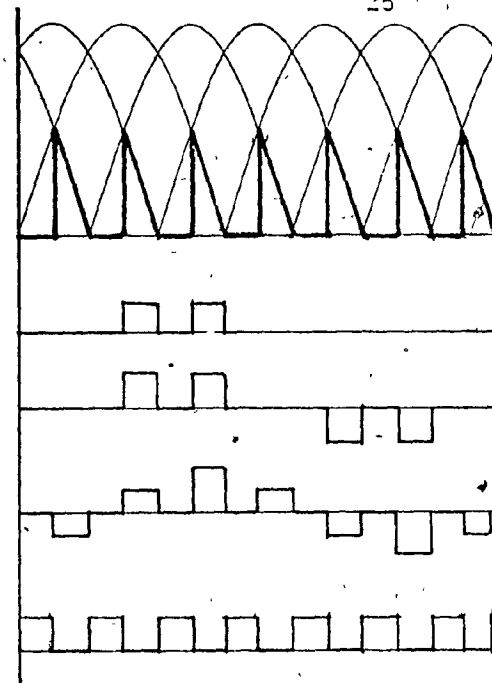
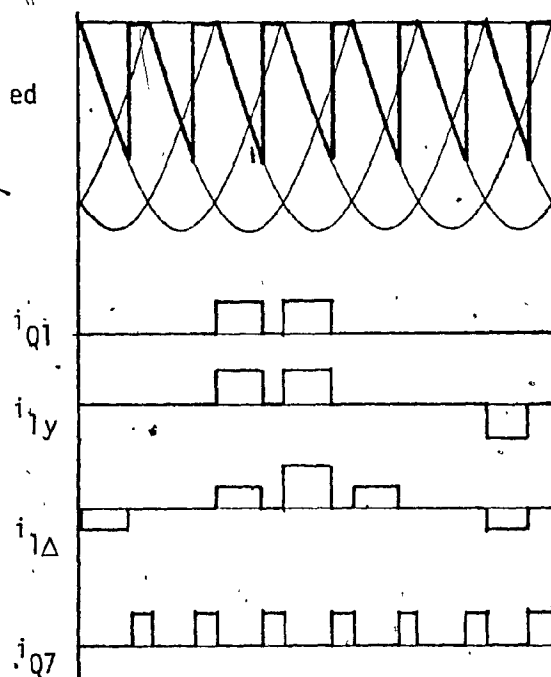
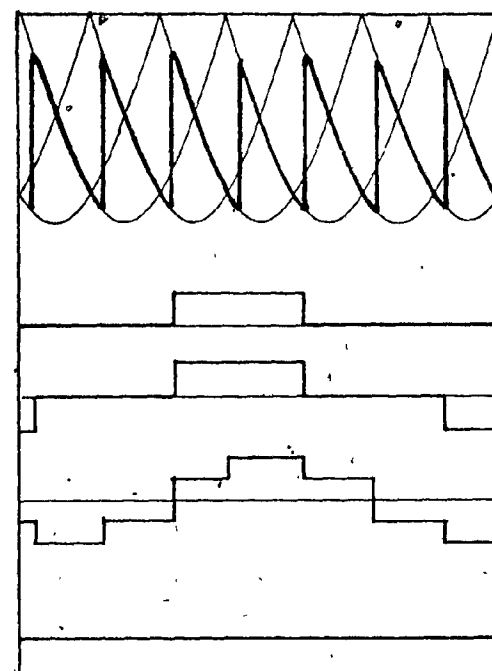
a: Mode  $R_1$ :  $\alpha = 45^\circ$ b: Mode  $R_2$ :  $\alpha = 90^\circ$  et  $\delta = 0^\circ$ c: Mode  $O_1$ :  $\alpha = 120^\circ$  et  $\delta = 40^\circ$ d: Mode  $O_2$ :  $\alpha = 135^\circ$ 

Fig. 1.10 : Formes d'onde pour le convertisseur à 7 thyristors

Mode  $R_2$ :  $60^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ$  et  $\delta = 0^\circ$ ; figure 1.10 b. La tension de sortie est soit un segment d'une tension de ligne, soit nulle lorsque  $Q_7$  est allumé; ce thyristor conduit pendant des intervalles de  $\alpha - 60^\circ$  six fois par cycle.

Mode  $O_1$ :  $0^\circ \leq \delta \leq 60^\circ$  et  $\alpha = 120^\circ$ ; figure 1.10 c. Ce mode est le symétrique du mode  $R_2$ . La tension instantanée est soit un segment d'une tension de ligne, soit nulle.

Mode  $O_2$ :  $120^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$ ; figure 1.10 d. Le convertisseur fonctionne comme le pont classique; le thyristor auxiliaire ne doit pas être déclenché.

Des constatations similaires à celles faites pour le convertisseur à 8 thyristors peuvent être déduites de l'examen de la figure 1.10.

- L'étendue de la plage de variation des angles d'allumage est de  $240^\circ$ .
- Si seul un fonctionnement redresseur est requis,  $Q_7$  peut être remplacé par une diode.
- Les formes d'onde des modes  $O_1$  et  $O_2$  sont symétriques à celles des modes  $R_2$  et  $R_1$ .

#### 1.3.4 Angle généralisé [12]

Afin de simplifier, dans les sections qui suivent, l'écriture de certaines équations et de profiter de la symétrie de plusieurs courbes, un angle d'allumage généralisé,  $\Omega$ , a été défini.

Pour le pont classique:

$$\begin{aligned} \Omega &= \alpha & 0 \leq \alpha \leq 90^\circ \\ \Omega &= \alpha - 180^\circ & 90^\circ < \alpha \leq 180^\circ \end{aligned} \quad (1.3.1)$$

dans le cas du pont à 7 thyristors:

$$\begin{aligned} \Omega &= \alpha & 0 \leq \alpha \leq 120^\circ \text{ et } \delta = 0^\circ & \text{modes } R_1 \text{ et } R_2 \\ \Omega &= \delta - 120^\circ & 0 \leq \delta \leq 60^\circ \text{ et } \alpha = 120^\circ & \text{mode } O_1 \\ \Omega &= \alpha - 180^\circ & 120^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ & \text{mode } O_2 \end{aligned} \quad (1.3.2)$$

et, finalement, pour le pont à 8 thyristors:

$$\begin{aligned} \Omega &= -\alpha & 0 \leq \alpha \leq 150^\circ \text{ et } \delta = 0^\circ & \text{modes } R_1 - R_2 - R_3 \\ \Omega &= \delta - 150^\circ & 0 \leq \delta \leq 120^\circ \text{ et } \alpha = 150^\circ & \text{mode } O_1 \text{ et } O_2 \\ \Omega &= \alpha - 180^\circ & 150^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ & \text{mode } O_3 \end{aligned} \quad (1.3.3)$$

Si  $\Omega$  est négatif, le convertisseur fonctionne en onduleur et si  $\Omega$  est positif, en redresseur. A  $\Omega = 0$ , la tension redressée est maximale et elle devient nulle lorsque  $\Omega$  atteint ses valeurs extrêmes. L'angle  $\Omega$  est donc tout simplement un artifice mathématique pour rendre plus aisée l'évaluation des convertisseurs.

## 1.4 Caractéristiques de la tension redressée

### 1.4.1 Tension continue

La tension continue,  $E_d$ , aux bornes du convertisseur est fixée par l'angle d'allumage des thyristors. Il est usuel de l'exprimer en fonction de la tension maximale,  $E_{d0}$ , atteinte lorsque le convertisseur fonctionne comme un pont à six diodes ( $\Omega = 0$ ).

$$E_{d0} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E_1 \quad (1.4.1)$$

Pour le pont de Graetz,

$$E_d = E_{d0} \cos(\alpha) \quad (1.4.2)$$

pour le pont à 7 thyristors,

$$\begin{aligned} E_d &= E_{d0} \cos(\alpha) & 0 \leq |\Omega| \leq \pi/3 \\ E_d &= E_{d0} [\cos(\alpha + \pi/3) + \cos(\delta)] & \pi/3 \leq |\Omega| \leq 2\pi/3 \end{aligned} \quad (1.4.3)$$

et finalement, pour le pont à 8 thyristors,

$$\begin{aligned} E_d &= E_{d0} \cos(\alpha) & 0 \leq |\Omega| \leq \pi/6 \\ E_d &= \frac{E_{d0}}{\sqrt{3}} [\cos(\alpha + \pi/6) + \cos(\delta)] & \pi/6 \leq |\Omega| \leq 5\pi/6 \end{aligned} \quad (1.4.4)$$

La figure 1.11 montre la tension  $E_d$  en fonction de  $\Omega$  pour les trois convertisseurs. Afin d'obtenir une fonction de transfert linéaire entre le signal à l'entrée du circuit de commande des convertisseurs et la tension  $E_d$ , ces courbes devront être linéarisées. Dans le cas du pont à 6 thyristors, ce résultat peut être facilement obtenu de façon analogique, par une comparaison du signal de consigne avec une tension cosinoïdale [5]. Par contre, dans le cas des deux convertisseurs modifiés, étant donné que la fonction qui relie la tension  $E_d$  à l'angle  $\Omega$ , correspond à des équations différentes suivant le mode d'opération, il devient extrêmement dif-

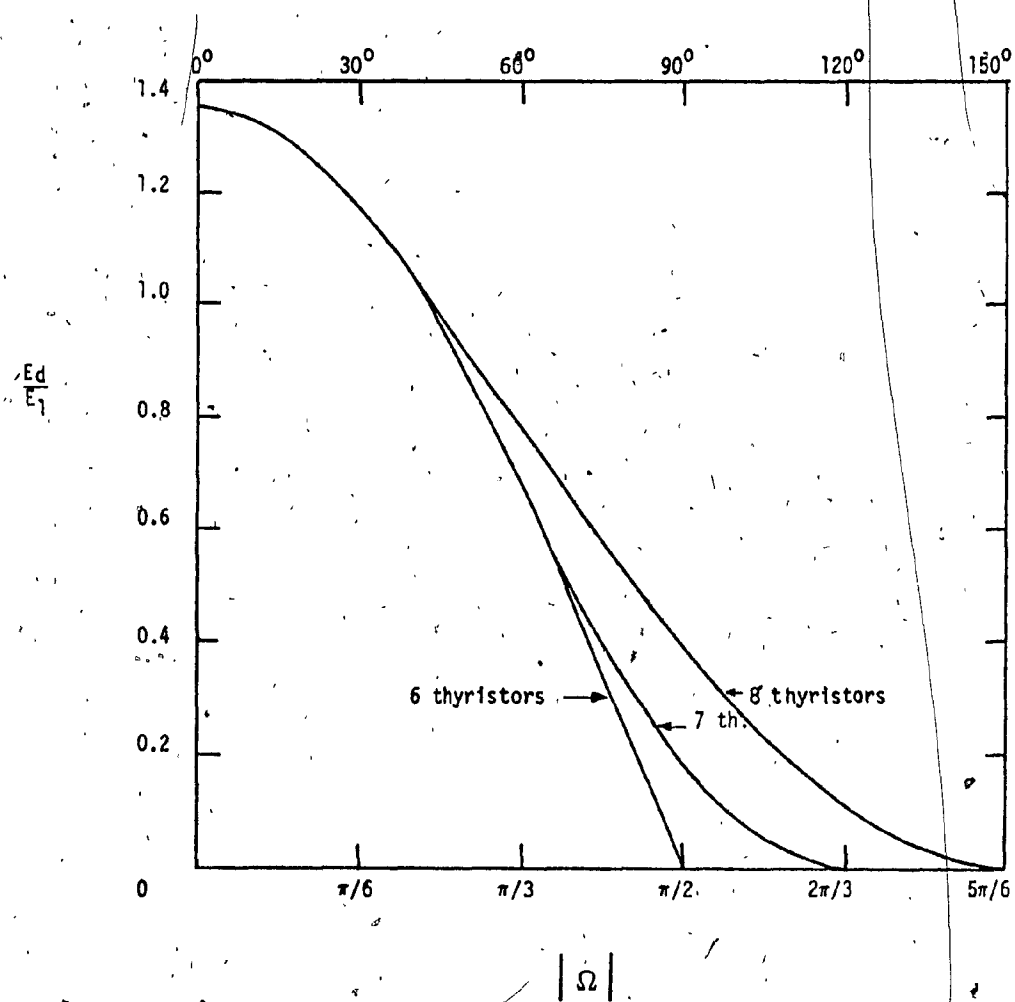


Fig. 1.11 : Tension moyenne des convertisseurs

facile de réaliser cette linéarisation de façon analogique. C'est là une des raisons qui impose une réalisation par micro-ordinateur de la commande de ces convertisseurs.

De plus, puisque l'étendue de la gamme de variation des angles d'allumage est plus grande pour le pont à 8 thyristors ( $\pm 150^\circ$ ) et le pont à 7 thyristors ( $\pm 120^\circ$ ) que pour le pont classique ( $\pm 90^\circ$ ), la précision sur la tension  $E_d$  en sera d'autant améliorée. En effet, si par exemple, le circuit de commande génère les signaux d'allumage des thyristors avec une précision de  $\pm 0,5^\circ$ , une erreur de  $0,25^\circ$  aura, de façon globale, beaucoup plus d'influence sur la valeur de la tension  $E_d$  dans le cas du pont de Graetz que dans le cas des deux autres convertisseurs, particulièrement celui à 8 thyristors. En d'autres termes, la variation d'angle nécessaire pour modifier la tension continue de 1 volt est plus grande dans le cas du pont à 8 thyristors que dans le cas du pont classique.

#### 1.4.2 Harmoniques de tension

L'amplitude des harmoniques de la tension redressée est calculée de la façon habituelle, en établissant la série de Fourier de la tension instantanée,  $ed(t)$ ,

$$ed(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos \frac{2n\pi t}{T} + b_n \sin \frac{2n\pi t}{T} \quad (1.4.5)$$

ou 
$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} ed(t) dt = E_{d0} \quad (1.4.5a)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} ed(t) \cos \frac{2n\pi t}{T} dt \quad (1.4.5b)$$



$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} e d(t) \sin \frac{2n\pi t}{T} dt \quad (1.4.5c)$$

Finalement, l'amplitude de la même harmonique  $c_n$  est simplement:

$$c_n = (a_n^2 + b_n^2)^{\frac{1}{2}} \quad (1.4.5d)$$

La résolution de ces équations, pour les différents modes d'opération, a fourni un ensemble de formules qui permettent d'évaluer directement l'amplitude des harmoniques.

Dans le cas du pont classique et des modes d'opération qui ne mettent pas en jeu  $Q_7$  ou  $Q_8$  [1] :

$$a_n = -(-1)^n \frac{2Ed_0}{(36n^2-1)} \left[ \cos(6n\alpha) \cos(\alpha) + 6n \sin(6n\alpha) \sin(\alpha) \right]$$

$$b_n = -(-1)^n \frac{2Ed_0}{(36n^2-1)} \left[ \sin(6n\alpha) \cos(\alpha) - 6n \cos(6n\alpha) \sin(\alpha) \right] \quad (1.4.6)$$

Pour les modes  $R_2$  et  $O_1$  du pont à 7 thyristors ( $\pi/3 \leq |\Omega| \leq 2\pi/3$ ):

$$|a_n| = \frac{2Ed_0}{(36n^2-1)} \left[ \cos(6n\gamma) \cos(\gamma) + 6n \sin(6n\gamma) \sin(\gamma) - 1 \right]$$

$$|b_n| = \frac{2Ed_0}{(36n^2-1)} \left[ 6n \cos(6n\gamma) \sin(\gamma) - \sin(6n\gamma) \cos(\gamma) \right]$$

$$\text{ou } \gamma = 2\pi/3 - |\Omega| \quad (1.4.7)$$

Pour les modes  $R_2$  et  $O_2$  du pont à 8 thyristors ( $\pi/6 < |\Omega| < \pi/2$ ) <sup>32</sup>

$$|a_n| = \frac{Ed_0}{(36n^2-1)} \left[ -\frac{2\sqrt{3}}{3} + (-1)^n \{ \sqrt{3}/3 \sin(\gamma) - \cos(\gamma) \} \cos(6n\gamma) \right. \\ \left. - (-1)^n \{ \sqrt{3}/3 \cos(\gamma) + \sin(\gamma) \} 6n \sin(6n\gamma) \right]$$

$$|b_n| = \frac{Ed_0}{(36n^2-1)} \left[ (-1)^n \{ \sqrt{3}/3 \cos(\gamma) + \sin(\gamma) \} 6n \cos(6n\gamma) \right. \\ \left. + (-1)^n \{ \sqrt{3}/3 \sin(\gamma) - \cos(\gamma) \} \sin(6n\gamma) \right]$$

où  $\gamma = |\Omega|$  (1.4.8)

Enfin, pour les modes  $R_3$  et  $O_1$  ( $\pi/2 < |\Omega| < 5\pi/6$ ), du même convertisseur, on obtient des formules similaires à celles des modes  $R_2$  et  $O_2$  du convertisseur à 7 thyristors:

$$|a_n| = \frac{2Ed_0}{\sqrt{3}(36n^2-1)} \left[ \cos(6n\gamma) \cos(\gamma) + 6n \sin(6n\gamma) \sin(\gamma) - 1 \right]$$

$$|b_n| = \frac{2Ed_0}{\sqrt{3}(36n^2-1)} \left[ 6n \cos(6n\gamma) \sin(\gamma) - \sin(6n\gamma) \cos(\gamma) \right]$$

avec  $\gamma = 5\pi/6 - |\Omega|$  (1.4.9)

Les amplitudes des deux premières harmoniques de tension qui correspondent à des fréquences de 360 et de 720 Hz, apparaissent aux figures 1.12 et 1.13. Du fait que, pour les convertisseurs à 7 ou 8 thyristors, la tension redressée est toujours positive en redresseur et négative en onduleur, l'amplitude des harmoniques est considérablement réduite dès que le ou les thyristors auxiliaires entrent en jeu.

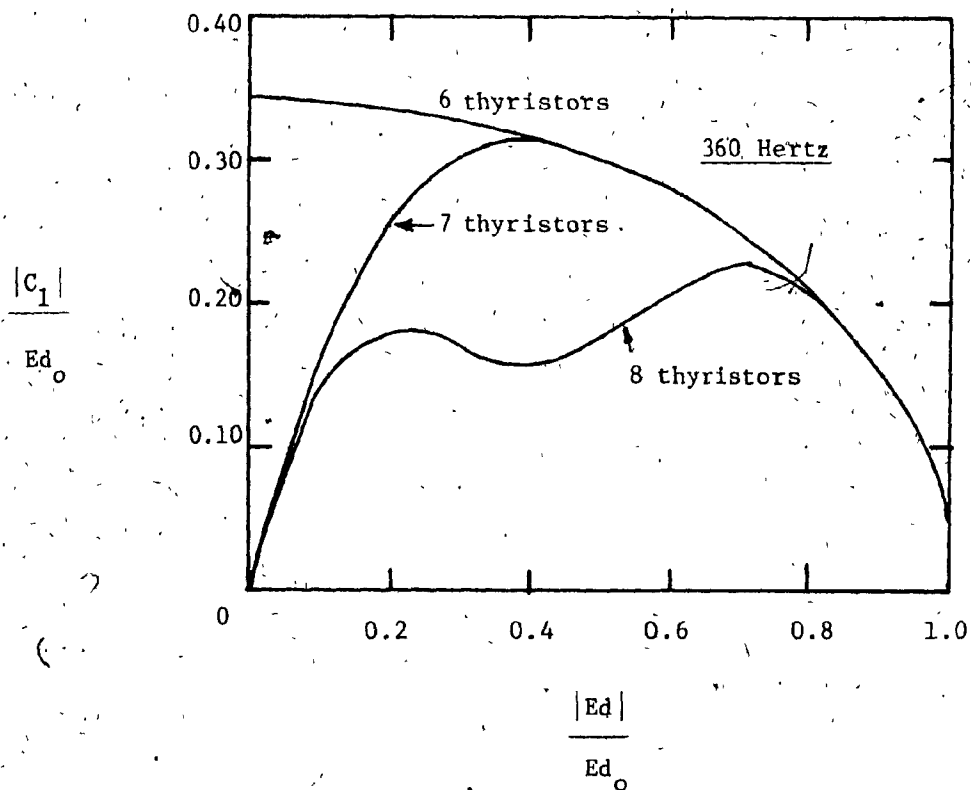


Fig. 1.12 : Première harmonique de tension (360 Hz)

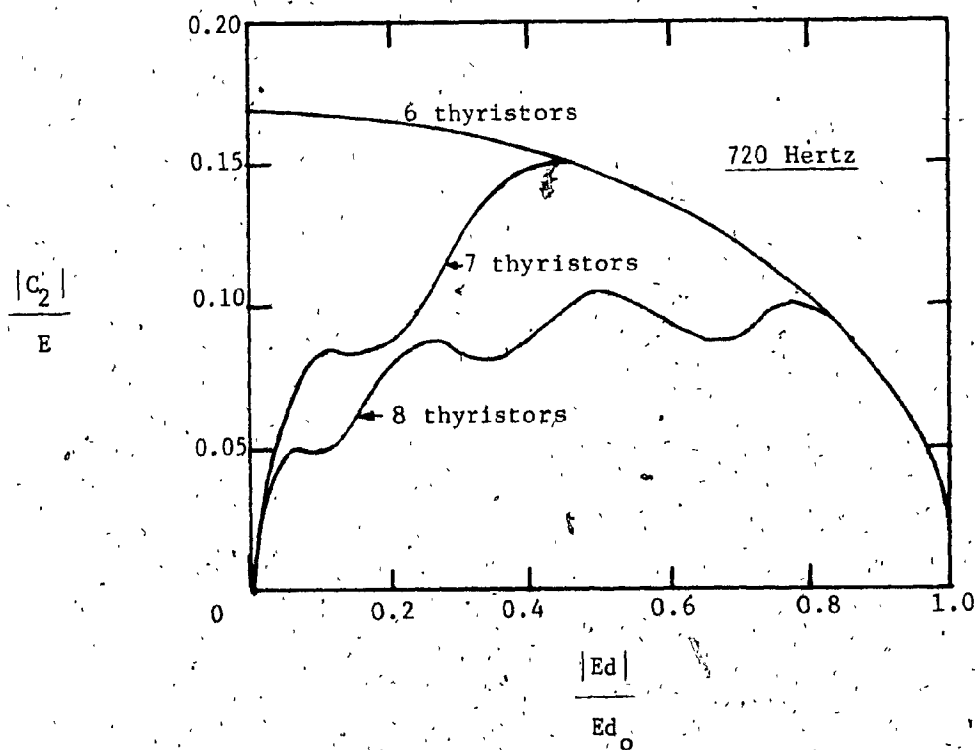


Fig. 1.13 : Deuxième harmonique de tension (720 Hz)

### 1.4.3 Valeur efficace de la tension redressée

La valeur efficace de la tension redressée peut être calculée soit indirectement par une sommation de la fondamentale et des harmoniques, soit, directement, par intégration de la tension instantanée. La seconde méthode a permis de dériver les formules suivantes:

Pour le pont à 6 thyristors et les modes des convertisseurs modifiés qui n'impliquent pas  $Q_7$  et  $Q_8$ ,

$$E_{\text{eff}} = E_1 \left[ 1 + \frac{3}{2} \frac{\sqrt{3}}{\pi} \cos(2\Omega) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.4.10)$$

pour les autres modes du pont à 7 thyristors:

$$E_{\text{eff}} = E_1 \left[ 2 - \frac{3|\Omega|}{\pi} - \frac{3}{2\pi} \sin\left(\frac{4\pi}{3} - 2|\Omega|\right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.4.11)$$

pour les modes  $R_2$  et  $O_2$  du pont à 8 thyristors:

$$E_{\text{eff}} = E_1 \left\{ \frac{1}{\pi} \left[ \frac{4\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2} - 2|\Omega| + \frac{1}{2} \sin(2|\Omega|) - \frac{3}{2} \sin\left(2|\Omega| - \frac{\pi}{3}\right) \right] \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (1.4.12)$$

$\pi/6 \leq |\Omega| \leq \pi/2$

et finalement, pour les modes  $R_3$  et  $O_1$ ,

$$E_{\text{eff}} = E_1 \left\{ \frac{1}{\pi} \left[ \frac{5\pi}{6} - |\Omega| - \frac{1}{2} \sin\left(\frac{5\pi}{3} - 2|\Omega|\right) \right] \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (1.4.13)$$

$\pi/2 \leq |\Omega| \leq 5\pi/6$

Les courbes normalisées de la tension efficace apparaissent à la figure 1.14.

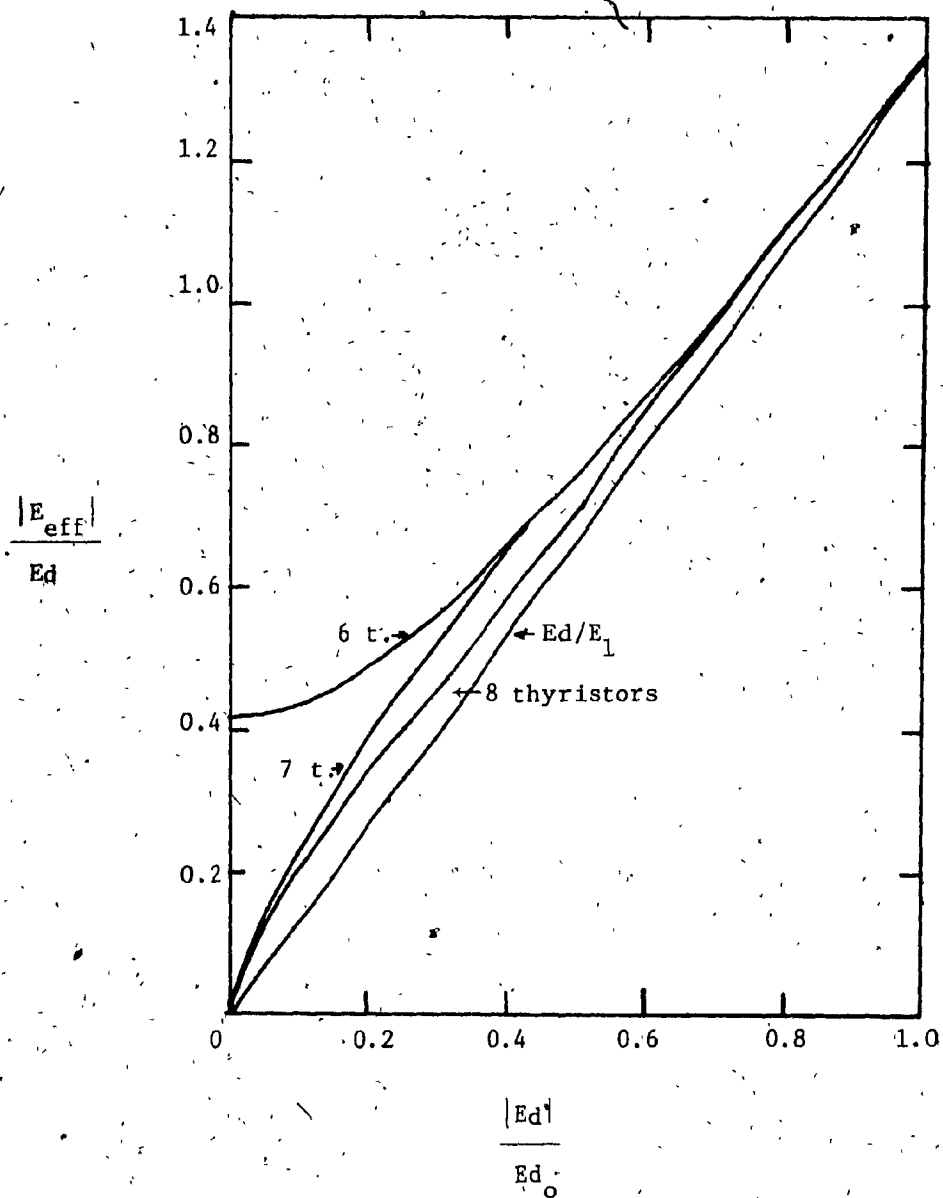


Fig. 1.14 : Valeur efficace de la tension continue

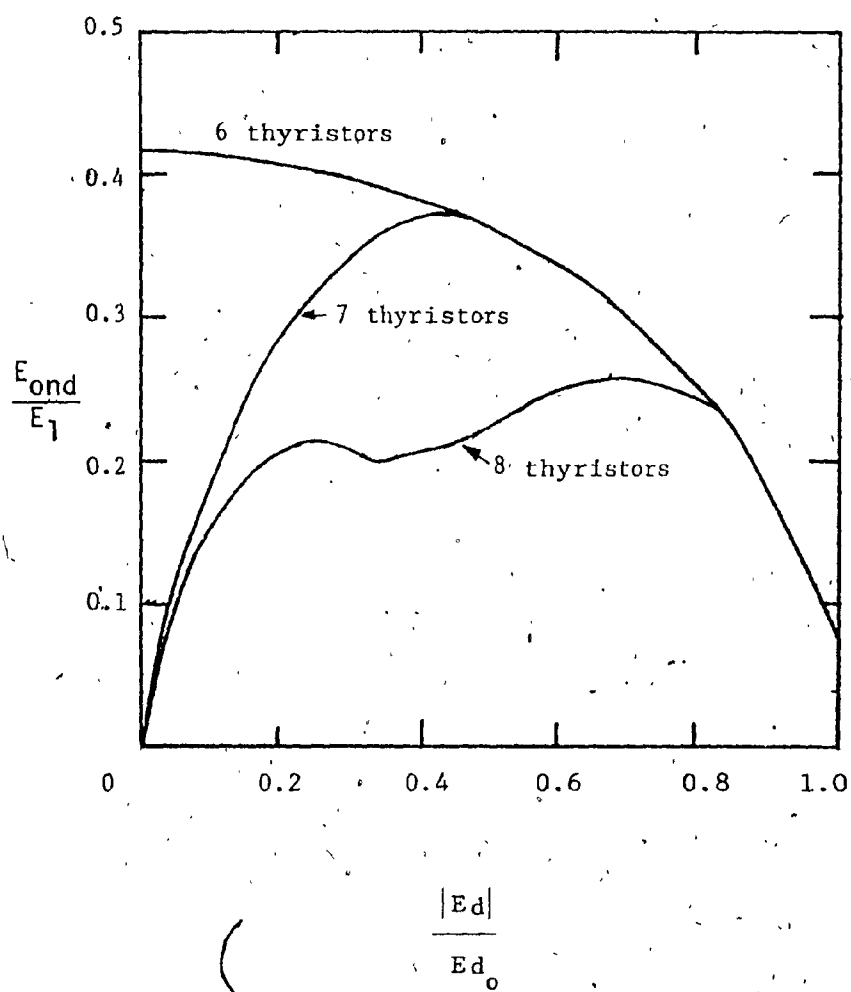


Fig 1.15 Ondulation résiduelle de tension

#### 1.4.4 . Ondulation résiduelle et coefficient de ronflement

Dans certains cas, il est utile de connaître la valeur de l'ondulation résiduelle de la tension  $E_{\text{ond}}$  et du coefficient de ronflement  $K_e$ .

$$E_{\text{ond}} = \left( E_{\text{eff}}^2 - E_d^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (1.4.14)$$

et  $K_e = E_{\text{ond}} / E_d \quad (1.4.15)$

Les figures 1.15 et 1.16 présentent pour chacun des trois convertisseurs la valeur normalisée de  $E_{\text{ond}}$  et de  $K_e$ .

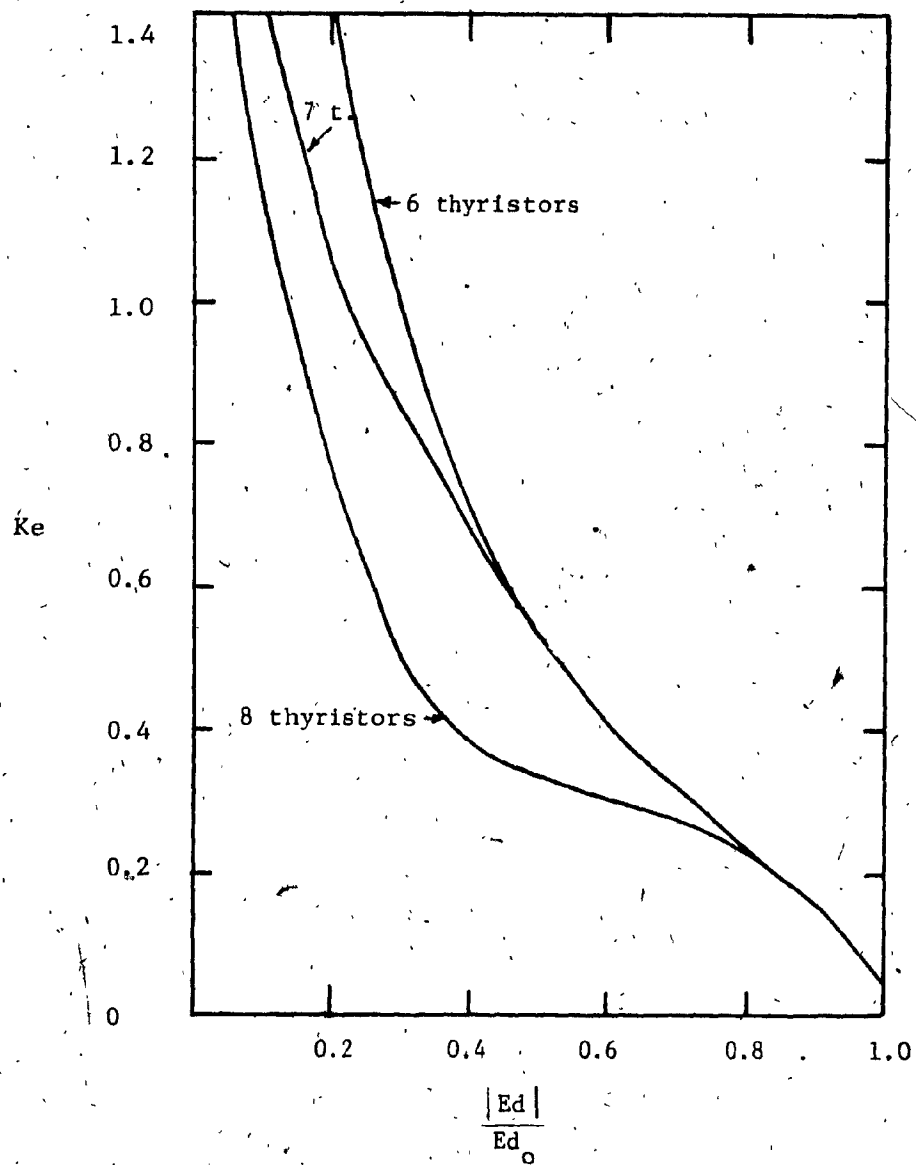


Fig. 1.16 Coefficient de ronflement de la tension



## 1.5 Caractéristiques des courants du côté alternatif

### 1.5.1 Valeurs efficaces des courants de ligne

Dans le cas du pont classique, des courants de ligne sont indépendants de l'angle d'allumage. Cependant, lorsque le ou les thyristors auxiliaires entrent en jeu, les thyristors principaux ne conduisent plus pendant  $120^\circ$  entraînant une réduction de la valeur efficace des courants de ligne.

Puisque l'allure des courants de ligne est relativement simple (cf. section 1.3), il s'en suit que le calcul de leur valeur efficace ne pose aucun problème.

Dans le cas du pont classique (cf. figures 1.2 et 1.3) et des modes qui n'impliquent pas les thyristors auxiliaires:

$$I_l = \sqrt{2/3} I_d \quad (1.5.1)$$

pour les autres modes du pont à 7 thyristors

$$I_l = \left[ 4/3 - \frac{2|\Omega|}{\pi} \right]^{1/2} I_d \quad \pi/3 \leq |\Omega| \leq \frac{2\pi}{3} \quad (1.5.2)$$

et finalement, dans le cas du pont à 8 thyristors, les courants de ligne à l'entrée du convertisseur peuvent être calculés par l'équation suivante [12]:

$$I_{ly} = \left[ 5/6 - \frac{|\Omega|}{\pi} \right]^{1/2} I_d \quad \pi/6 \leq |\Omega| \leq \frac{5\pi}{6} \quad (1.5.3)$$

La figure 1.17 donne la valeur normalisée du courant efficace.

### 1.5.2 Harmoniques de courant

Comme dans le cas de la tension redressée (section 1.4.2), l'amplitude des harmoniques des courants de ligne est évaluée par série de

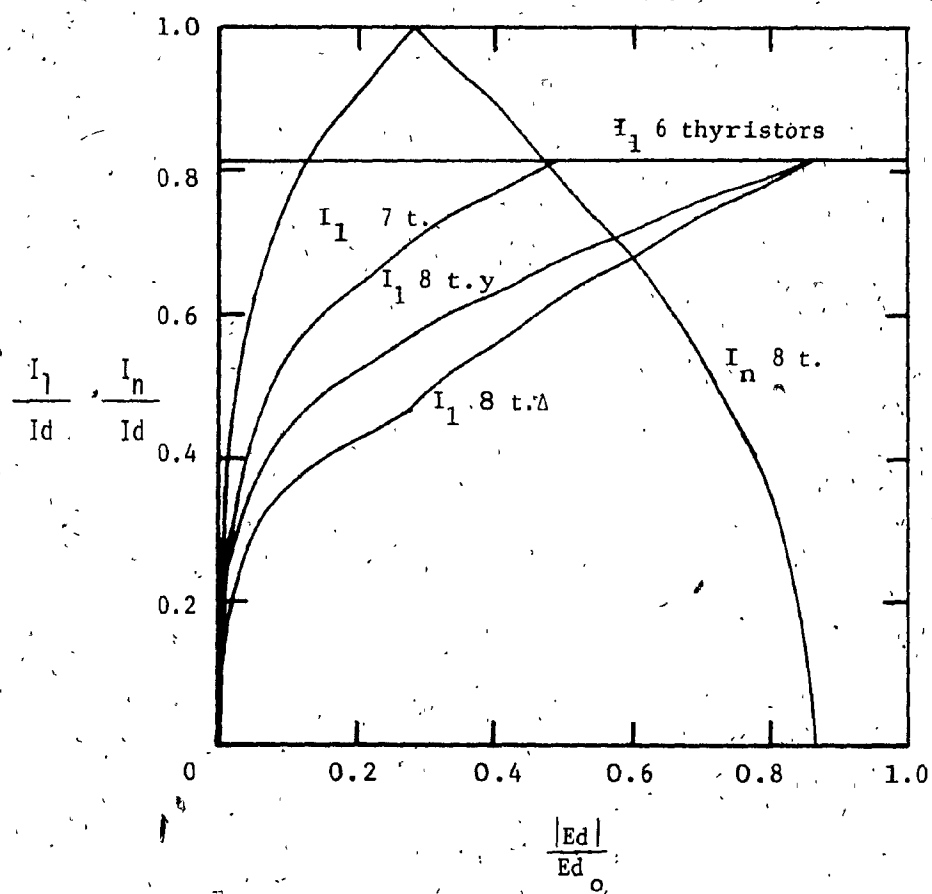


Fig. 1.17 : Valeur efficace des courants de ligne et de neutre

Fourier en remplaçant  $ed(t)$  par  $id(t)$  dans l'équation 1.4.5.

On obtient pour le pont classique et pour les modes équivalents des deux autres convertisseurs [1]

$$|c_n| = \frac{3}{\pi n} Id \text{ pour } n = 1, 5, 7, 11, 13, \text{ etc.} \quad (1.5.4)$$

Dans le cas des modes  $R_2$  et  $I_1$  du pont à 7 thyristors:

$$c_n = \frac{4Id}{\pi n} \left[ \cos\left(\frac{n}{2} |\Omega| \right) - \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{n|\Omega|}{2} - \frac{n\pi}{6}\right) \right] \quad (1.5.5)$$

et, finalement, pour les quatre derniers modes du pont à 8 thyristors [12]:

$$\begin{aligned} |a_n| &= \frac{2Id}{\pi n} \left\{ -\sin\left(\frac{n\pi}{3}\right) + \sin\left[n\left(\frac{5\pi}{6} - |\Omega|\right)\right] + \sin\left[n\left(\frac{7\pi}{6} - |\Omega|\right)\right] \right\} \\ |b_n| &= \frac{2Id}{\pi n} \left\{ 1 + \cos\left(\frac{n\pi}{3}\right) - \cos\left[\left(\frac{5\pi}{6} - |\Omega|\right)\right] - \cos\left[n\left(\frac{7\pi}{6} - |\Omega|\right)\right] \right\} \end{aligned} \quad (1.5.6)$$

Il est important de souligner ici que les harmoniques d'ordre multiple de trois sont nulles seulement pour les deux premiers convertisseurs (figure 1.18).

Comme le démontre la figure 1.18, la présence d'un et, plus particulièrement, de deux thyristors auxiliaires amène une réduction importante de la fondamentale du courant.

Quant à la cinquième et à la septième, leur amplitude varie avec l'angle de retard (figures 1.19 et 1.20). Pour le pont à 8 thyristors, leur amplitude maximale est à peine plus élevée que celle obtenue avec le pont classique. Par contre, dans le cas du pont à 7 thyristors, les valeurs

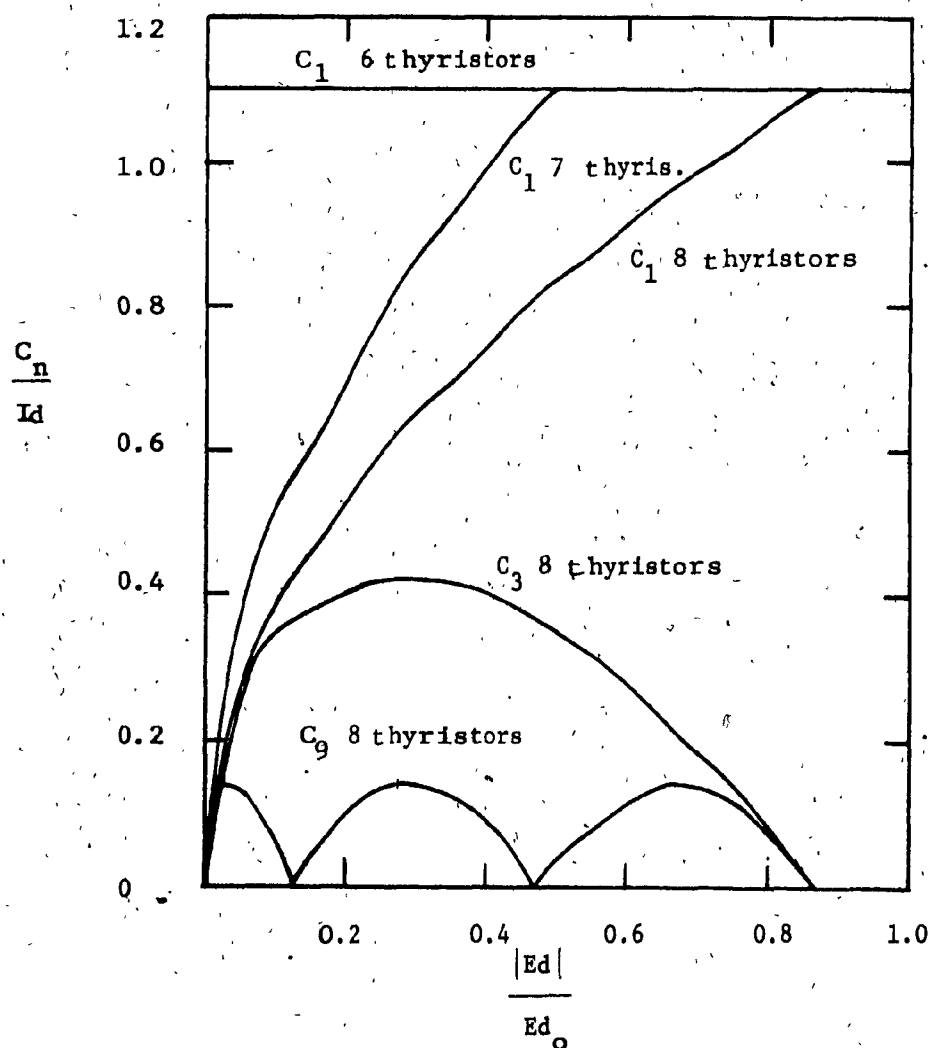


Fig. 1.18 : Fondamentale, troisième et neuvième harmonique des courants de ligne

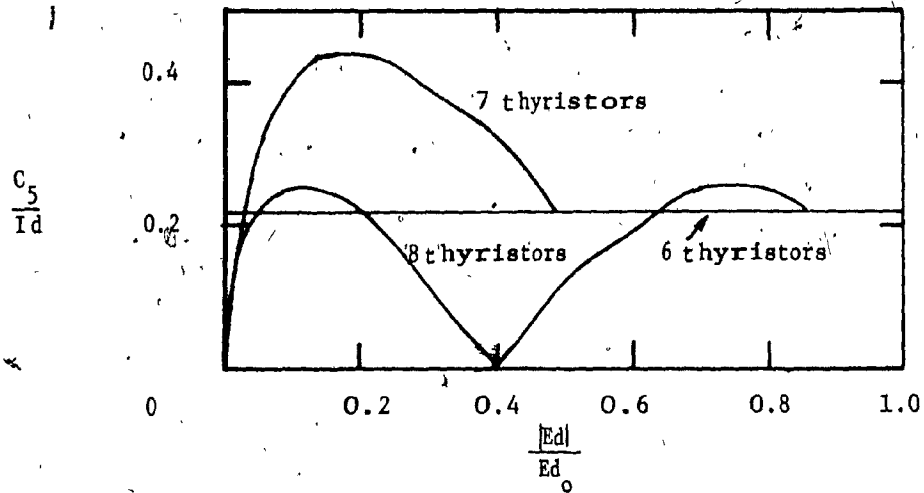


Fig. 1.19 : Cinquième harmonique des courants de ligne

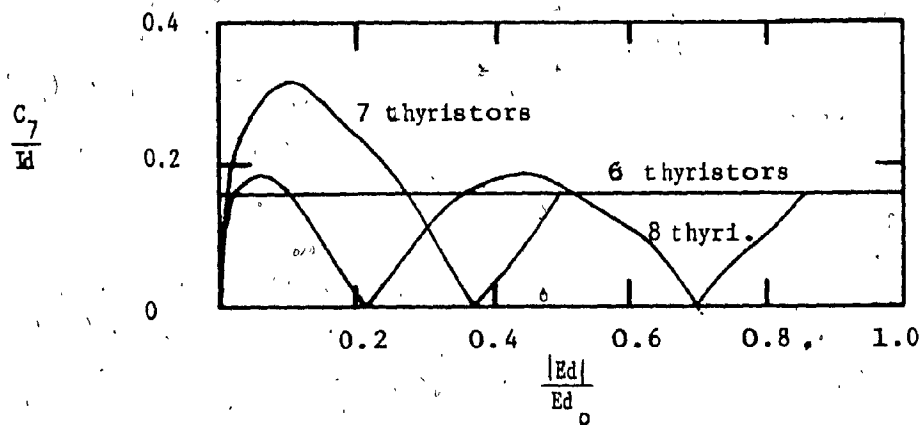


Fig. 1.20 : Septième harmonique des courants de ligne

maximales de la cinquième et de la septième harmonique sont respectivement de 2 fois et de 1.70 fois la valeur obtenue dans le cas du pont de Graetz. Des amplitudes de cet ordre constituent un sérieux handicap pour le convertisseur à 7 thyristors.

### 1.5.3 Choix du transformateur triphasé [12]

Dans le cas du pont à 8 thyristors, la présence d'harmoniques d'ordre multiple de trois peut, de premier abord, paraître inquiétante et gênante particulièrement, la troisième dont l'amplitude peut atteindre 43% de la valeur de  $I_d$ . Heureusement, ces harmoniques sont, ipso facto, éliminées dans les courants de ligne primaires lorsque le convertisseur est alimenté par un transformateur dont les primaires sont reliés en triangle. L'annulation des harmoniques d'ordre multiple de trois dans ce type de montage a pour conséquence de modifier l'allure des courants de ligne (figure 1.7), d'en réduire la valeur efficace et de diminuer la puissance apparente totale. Afin de tirer plein avantage du convertisseur à 8 thyristors, il est donc primordial que les primaires du transformateur soient connectés en triangle.

La valeur efficace des courants au primaire d'un transformateur triangle-étoile, peut être calculée à partir des formules suivantes [12] (figure 1.17).

$$I_{1\Delta} = \frac{I_d}{a\sqrt{3}} \sqrt{\frac{8}{3} - \frac{4|\Omega|}{\pi}} \quad \frac{\pi}{6} < |\Omega| < \frac{\pi}{2}$$

$$I_{1\Delta} = \frac{I_d}{a\sqrt{3}} \sqrt{\frac{5}{3} - \frac{2|\Omega|}{\pi}} \quad \frac{\pi}{2} < |\Omega| \leq \frac{5\pi}{6} \quad (1.5.7)$$

Dans ces équations,  $a$  est défini comme le rapport de transformation; c'est-à-dire le rapport entre les tensions de ligne primaires et secondaires. La connexion en triangle des primaires permet d'obtenir une réduction de la valeur efficace des courants de ligne qui peut atteindre 20% (figure 1.17).

#### 1.5.4 Courant de neutre [12]

La valeur efficace du courant qui circule dans le conducteur de neutre peut être évaluée par les formules suivantes:

$$\begin{aligned}
 I_n &= I_d \sqrt{\frac{3|\Omega|}{\pi} - \frac{1}{2}} & \frac{\pi}{6} \leq |\Omega| \leq \frac{\pi}{2} \\
 I_n &= I_d \sqrt{2.5 - \frac{3|\Omega|}{\pi}} & \frac{\pi}{2} \leq |\Omega| \leq \frac{5\pi}{6}
 \end{aligned} \tag{1.5.8}$$

Ce courant dont la valeur maximale est égale à  $I_d$  pour un angle  $\Omega$  de  $90^\circ$ , est un courant dont la fréquence fondamentale est de trois fois la fréquence du réseau (figure 1.17).

## 1.6 Facteur de puissance et facteur de déplacement

### 1.6.1 Définitions

Dans le cas des circuits triphasés équilibrés traditionnels où les tensions et les courants sont tous sinusoïdaux, la définition du facteur de puissance ne cause aucun problème. Qu'on le calcule à partir du diagramme des puissances, du déphasage entre un courant de ligne et la tension de phase correspondante ou à partir de l'angle de l'impédance de charge, le résultat reste le même. Par contre, lorsque les courants et/ou les tensions ont des allures quelconques, il est essentiel de redéfinir le facteur de puissance. Dans de telles conditions, l'IEEE a retenu deux définitions [18].

La première correspond à la définition classique:

$$\eta = \frac{P_t}{S_t} \quad (1.6.1)$$

où  $\eta$  est le facteur de puissance,  $P_t$  la puissance réelle totale à l'entrée du convertisseur et  $S_t$  la puissance apparente totale définie comme étant la somme des produits des valeurs efficaces des tensions et des courants de phase.

La seconde définition est basée sur le déphasage entre les composantes fondamentales des courants et des tensions. Ce facteur de puissance est appelé facteur de déplacement,  $\cos \phi$ :

$$\cos \phi = \frac{P_1}{S_1} \quad (1.6.2)$$



où  $\phi$  est l'angle entre les fondamentales d'une tension de ligne et du courant de phase correspondant et où  $P_1$  et  $S_1$  sont respectivement la puissance réelle et la puissance apparente de l'onde fondamentale.

Le facteur de déplacement correspond à la valeur que mesure les appareils des compagnies de distribution. C'est sur ce facteur que se base ces dernières pour majorer les factures de leurs clients qui consomment une quantité excessive de puissance réactive [18].

#### 1.6.2 facteur de puissance

Dans le cas des trois convertisseurs de courant étudiés, le fait que les tensions de ligne soient sinusoïdales, simplifie le calcul du facteur de puissance.

$$\eta = \frac{E_d I_d}{\sqrt{3} E_1 I_1} \quad (1.6.3)$$

Si  $E_1$  et  $I_1$  sont exprimés en fonction de  $E_d$  et de  $I_d$ , on obtient les expressions suivantes:

dans le cas du pont de Graetz et des modes équivalents des deux autres convertisseurs:

$$\eta = \frac{3}{\pi} \cos(\alpha) \quad (1.6.4)$$

pour le pont à 7 thyristors:

$$\eta = \frac{0.977 [\cos(\delta) + \cos(\alpha + \pi/3)]}{(2\pi/3 - |\Omega|)^{1/2}} \quad \pi/3 < |\Omega| < 2\pi/3 \quad (1.6.5)$$

et, finalement, aux bornes du convertisseur à 8 thyristors:

$$\eta = \frac{0.798 [\cos \delta + \cos (\alpha + \pi/6)]}{(5\pi/6 - |\Omega|)^{1/2}} \quad \pi/6 \leq |\Omega| \leq 5\pi/6 \quad (1.6.6)$$

Dans ce dernier cas, si le convertisseur est alimenté par un transformateur dont les primaires sont en triangle, l'élimination des harmoniques de rang trois améliore le facteur de puissance qui devient:

$$\eta = \frac{0.780 [\cos (\alpha + \pi/6) + \cos (\delta)]}{\left[ \frac{8}{3} - \frac{4|\Omega|}{\pi} \right]^{1/2}} \quad \pi/6 \leq |\Omega| \leq \pi/2 \quad (1.6.7)$$

$$\eta = \frac{0.780 [\cos (\alpha + \pi/6) + \cos (\delta)]}{\left[ \frac{5}{3} + \frac{2|\Omega|}{\pi} \right]^{1/2}} \quad \pi/2 \leq |\Omega| \leq 5\pi/6 \quad (1.6.8)$$

La figure 1.21 présente les courbes de  $\eta$  pour les trois convertisseurs en fonction de la tension continue normalisée.

### 1.6.3 Facteur de déplacement

Comme il a déjà été mentionné, l'angle  $\phi$  est le déphasage entre les fondamentales d'une tension de ligne et du courant de phase correspondant. Cet angle est simplement fonction de l'angle d'allumage des thyristors.

Pour le pont classique et les modes qui ne mettent pas en jeu  $Q_7$  et ou  $Q_8$ ,  $\cos \phi$  est tout simplement identique à  $\cos \alpha$ . Pour les ponts modifiés,  $\cos \phi$  peut être obtenu à partir des formules qui suivent.

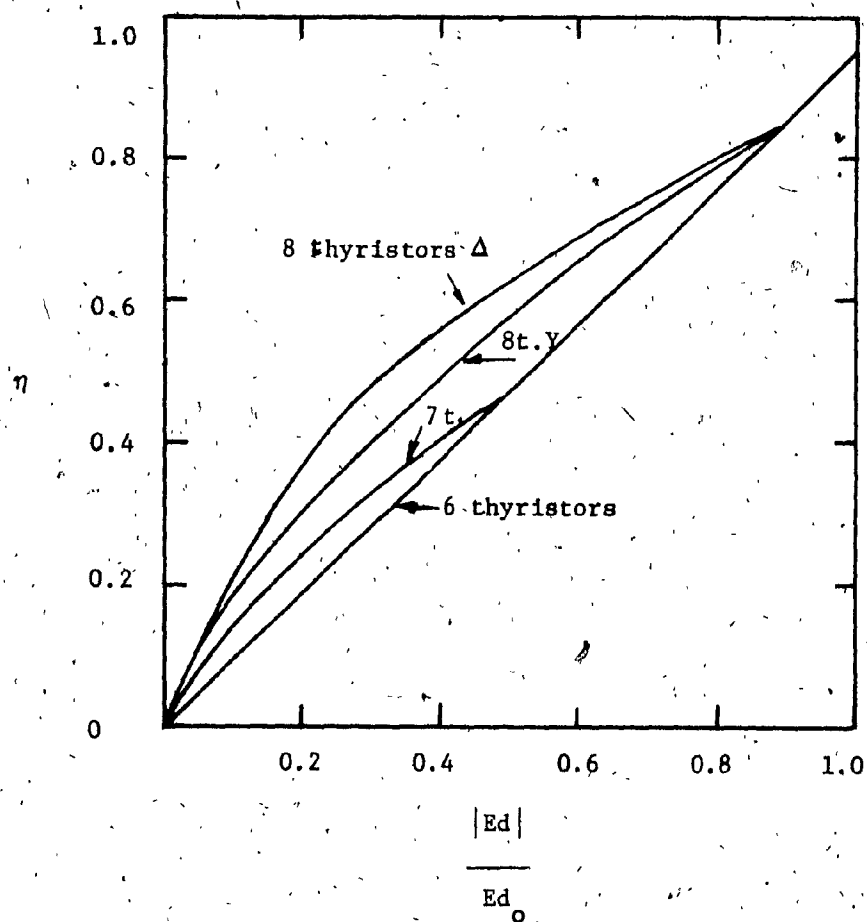


Fig. 1.21 : Facteur de puissance

Dans le cas du convertisseur à 7 thyristors:

$$\cos \phi = \cos \frac{\alpha + \delta + \pi/3}{2} \quad \pi/3 \leq |\Omega| \leq 2\pi/3 \quad (1.6.9)$$

et finalement, pour le pont à 8 thyristors:

$$\cos \phi = \cos \frac{\alpha + \delta + \pi/6}{2} \quad \pi/6 \leq |\Omega| \leq 5\pi/6 \quad (1.6.10)$$

Si l'on exprime  $\cos \phi$  en fonction de la tension continue  $E_d$ , il est possible de dériver les formules 1.6.11 à 1.6.13:

Pour le pont classique:

$$\cos \phi = \frac{|E_d|}{E_{d0}} \quad (1.6.11)$$

dans le cas du pont à 7 thyristors:

$$\cos \phi = \sqrt{0.5 \frac{E_d}{E_{d0}}} \quad \frac{\pi}{3} \leq |\Omega| \leq \frac{2\pi}{3} \quad (1.6.12)$$

et enfin pour le convertisseur à deux thyristors auxiliaires:

$$\cos \phi = \left[ \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{E_d}{E_{d0}} \right]^{\frac{1}{2}} \quad \pi/6 \leq |\Omega| \leq 5\pi/6 \quad (1.6.13)$$

Puisque  $\phi$  est l'angle de déphasage de la fondamentale du courant, il est évident que la présence d'un transformateur connecté en triangle ou autrement n'en modifie aucunement la valeur. Les courbes du facteur de déplacement apparaissent à la figure 1.22.

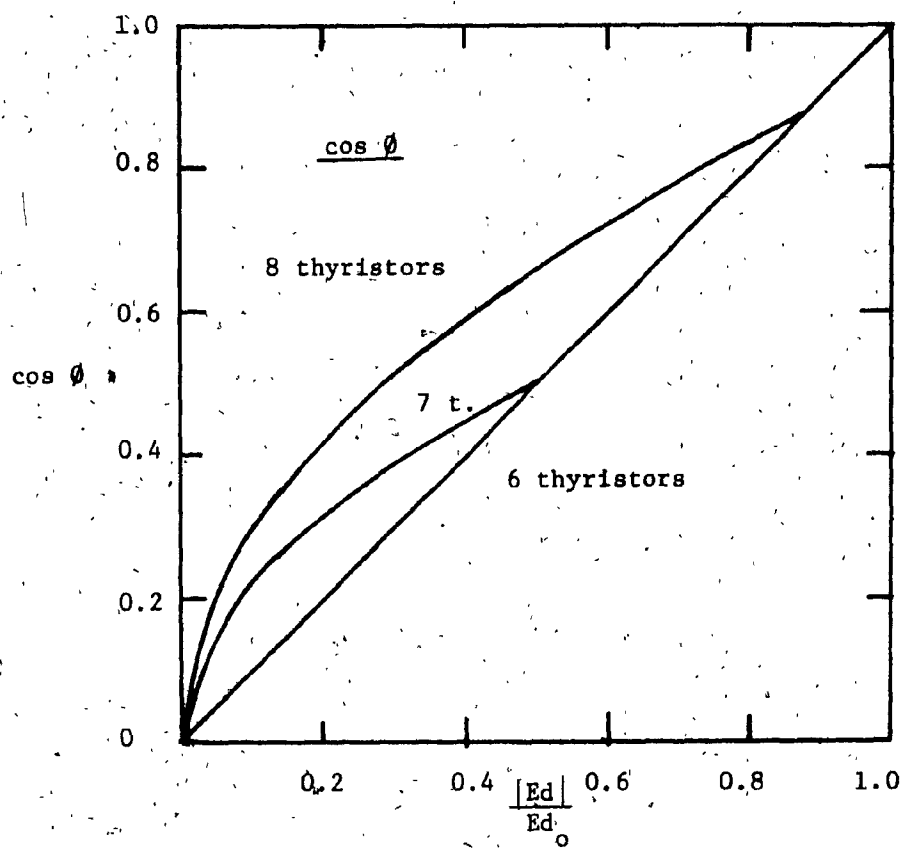


Fig. 1.22 : Facteur de déplacement:  $\cos \phi$

## 1.7 Puissance réelle, apparente et réactive

### 1.7.1 Puissance réelle

La puissance réelle du côté continu d'un convertisseur de courant est égale au produit  $E_d I_d$ . Du côté alternatif, puisque la tension est sinusoïdale, la puissance réelle se retrouve entièrement dans la composante de la fondamentale du courant en phase avec la tension.

$$\text{Donc: } P = P_1 = \sqrt{3} E_1 I_1 \cos \phi = E_d I_d \quad (1.7.1)$$

Les harmoniques supérieures ne font qu'accroître la puissance apparente totale et la distortion des courants.

### 1.7.2 Puissance apparente

Par analogie avec le facteur de puissance, il est possible de distinguer deux différentes puissances apparentes: la puissance apparente totale,  $S_t$  et la puissance apparente de la fondamentale,  $S_1$ .

Pour un convertisseur triphasé,

$$S_t = \sqrt{3} E_1 I_1 \quad (1.7.2)$$

$$\text{et } S_1 = \frac{P}{\cos \phi} = \frac{E_d I_d}{\cos \phi} = \sqrt{3} E_1 I_1 \quad (1.7.3)$$

Dans le cas du pont classique et des modes équivalents des deux autres convertisseurs, ces équations deviennent:

$$S_t = \sqrt{2} E_1 I_d = \pi/3 E_{d0} I_d \quad (1.7.4)$$

$$S_1 = 3\sqrt{2}/\pi E_1 I_d = E_{d0} I_d \quad (1.7.5)$$

$S_t$  et  $S_1$  sont donc indépendants de l'angle d'allumage.

Pour les modes  $R_2$  et  $0_1$  du convertisseur à 7 thyristors, on obtient:

$$S_t = \frac{\pi}{\sqrt{6}} \sqrt{\frac{4}{3} - \frac{2|\Omega|}{\pi}} I_d E_{d0} \quad \frac{\pi}{3} \leq |\Omega| \leq \frac{2\pi}{3} \quad (1.7.6)$$

$$S_1 = \sqrt{2|E_d|E_{d0}} I_d \quad \frac{\pi}{3} \leq |\Omega| \leq \frac{2\pi}{3} \quad (1.7.7)$$

Dans le cas du pont à 8 thyristors selon que les primaires sont connectés en triangle ou en étoile, deux valeurs de  $S_t$  peuvent être retenues.

$$S_{ty} = \frac{\pi}{\sqrt{6}} \sqrt{\frac{5}{6} - \frac{|\Omega|}{\pi}} E_{d0} I_d \quad \frac{\pi}{6} \leq |\Omega| \leq \frac{5\pi}{6} \quad (1.7.8)$$

$$S_{t\Delta} = \frac{\pi}{3\sqrt{2}} \sqrt{\frac{8}{3} - \frac{4|\Omega|}{\pi}} E_{d0} I_d \quad \frac{\pi}{6} \leq |\Omega| \leq \frac{\pi}{2}$$

$$S_{t\Delta} = \frac{\pi}{3\sqrt{2}} \sqrt{\frac{5}{3} - \frac{2|\Omega|}{\pi}} E_{d0} I_d \quad \frac{\pi}{2} \leq |\Omega| \leq \frac{5\pi}{6} \quad (1.7.9)$$

Finalement,

$$S_1 = \sqrt{\frac{2}{\sqrt{3}} |E_d| E_{d0}} I_d \quad \frac{\pi}{6} \leq |\Omega| \leq \frac{5\pi}{6} \quad (1.7.10)$$

### 1.7.3 Puissance réactive

De toutes les composantes de la puissance apparente, seule la puissance réactive associée à la fondamentale,  $Q_1$ , présente un intérêt pratique certain. C'est cette puissance qui peut être annulée par l'addition de condensateurs de compensation.

$$Q_1 = S_1 \sin \phi \quad (1.7.11)$$

Cette équation devient pour le pont classique:

$$Q_1 = \sqrt{E_d^2 - E_d^2} Id \quad (1.7.12)$$

pour le pont à 7 thyristors:

$$Q_1 = \sqrt{2 |E_d| E_{d0} - E_d^2} Id \quad \pi/3 \leq |\Omega| \leq 2\pi/3 \quad (1.7.13)$$

et, finalement, pour le pont à 8 thyristors:

$$Q_1 = \sqrt{\frac{2}{\sqrt{3}} |E_d| E_{d0} - E_d^2} Id \quad \pi/6 \leq |\Omega| \leq 5\pi/6 \quad (1.7.14)$$

### 1.7.4 Résultats

Les figures 1.23a et 1.23b rassemblent les résultats obtenus à partir des équations 1.7.1 à 1.7.14 dérivées dans la présente section.

Plusieurs conclusions s'imposent d'elles-mêmes. Dans le cas du pont à 8 thyristors, les thyristors auxiliaires permettent d'obtenir un important gain du point de vue de la consommation de la puissance réactive et la présence d'un transformateur dont les primaires sont en triangle réduit



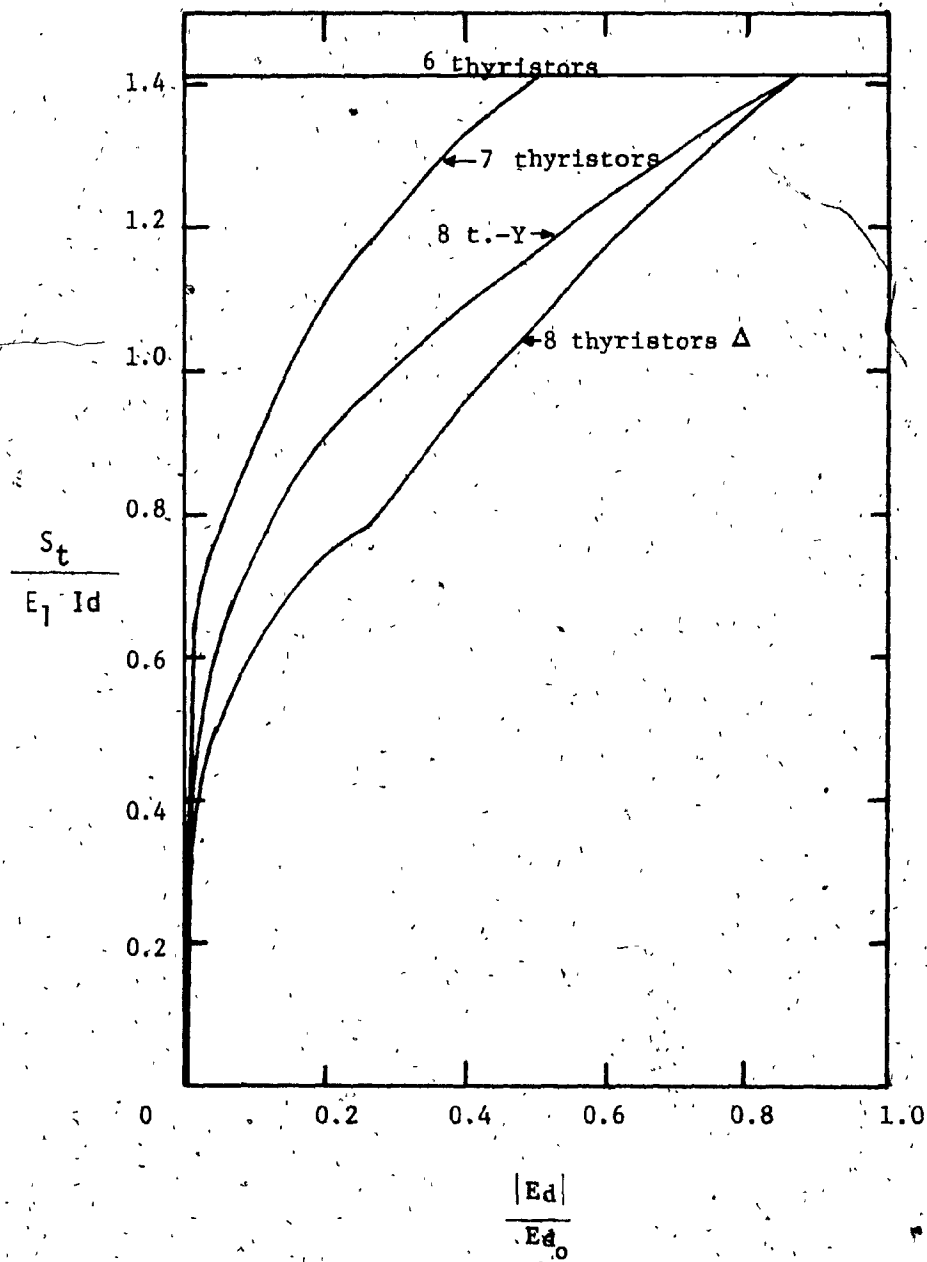


Fig. 1.23 a : Puissance apparente totale

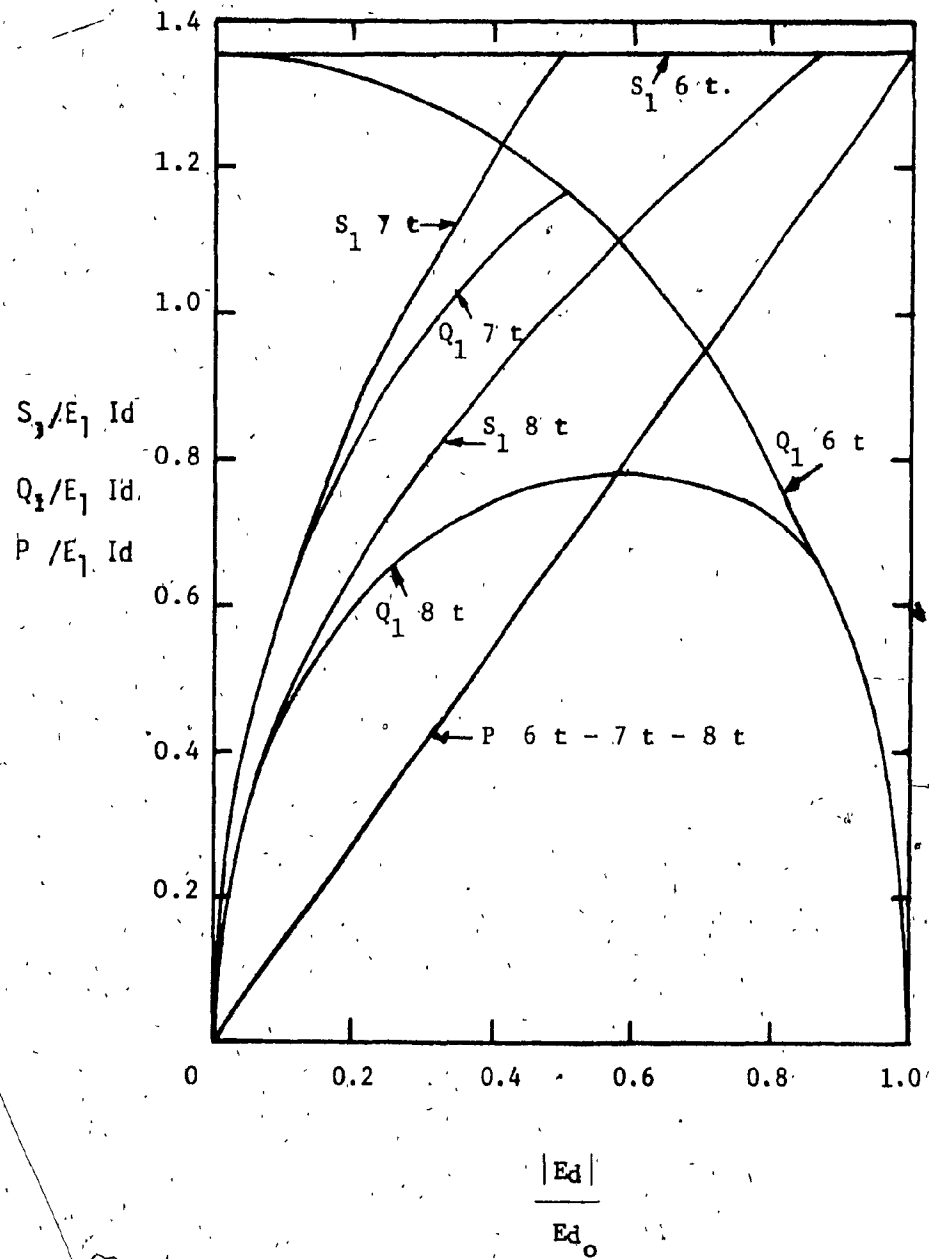


Fig. 1.23 b : Puissance apparente, puissance réactive et puissance réelle associée à la fondamentale des courants de ligne

considérablement la puissance apparente totale. La valeur de  $S_r$  est toujours inférieure à celle de  $S_t$ .

Finalement, de façon globale, le pont à 7 thyristors se situe toujours entre le pont classique et le pont à 8 thyristors.

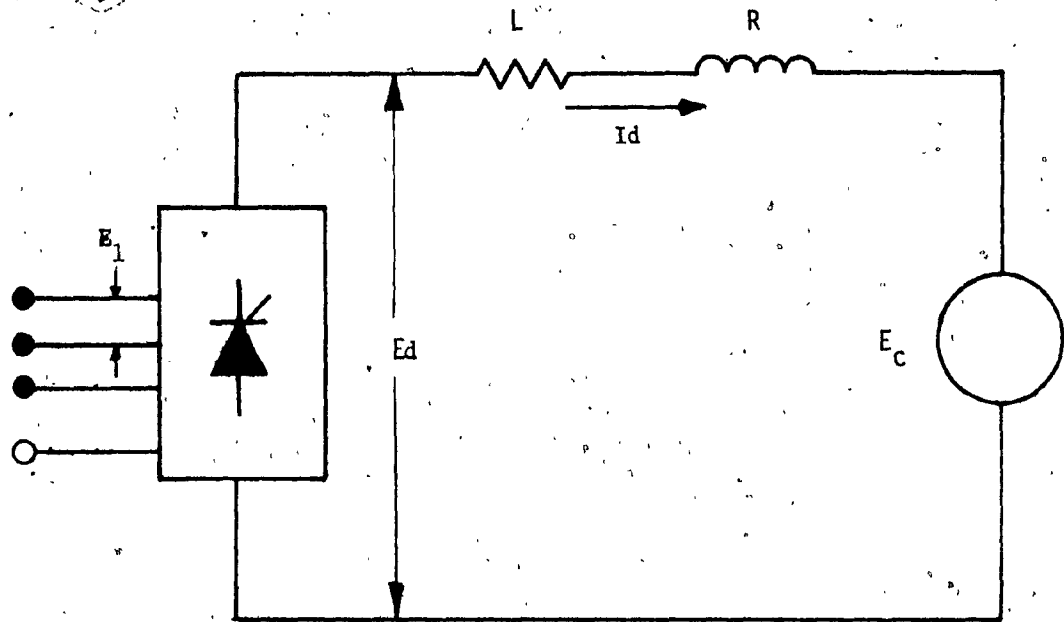


Fig. 1.24 : Circuit équivalent pour le calcul des zones à courant continu

### 1.8 Délimitation des zones d'opération à courant continu [6 et 12]

Jusqu'ici, l'inductance de charge considérée était telle que le courant continu instantané était parfaitement constant. En pratique, l'inductance possède une valeur finie qui entraîne une ondulation résiduelle du courant. Qui plus est, si l'inductance est très petite, il se peut que le courant devienne discontinu. Ce phénomène est particulièrement gênant lorsque le convertisseur est utilisé comme amplificateur de puissance dans un système à rétroaction. Le gain de la boucle est alors réduit et les caractéristiques dynamiques altérées. Afin de pouvoir spécifier adéquatement l'inductance de lissage, il est nécessaire de connaître avec précision les limites des zones d'opération à courant continu et discontinu. Ces limites se calculent en résolvant les équations différentielles de circuit pour un temps de conduction égal à  $60^\circ$  selon une méthode suggérée pour le pont classique, par Dewan et Straughen [6]. Dans le cas des deux autres convertisseurs, leur méthode a été modifiée de façon à tenir compte des variations de la tension instantanée qui peut passer d'une tension de ligne à une tension de phase ou même s'annuler durant l'intervalle étudié. Le détail des calculs qui ont mené aux formules du tableau 1.1, ne présente aucun intérêt. Aussi ces dérivations ont été volontairement omises et seuls les résultats finaux sont donnés ici.

Le circuit équivalent qui a été utilisé pour déterminer les limites des zones d'opération, apparaît à la figure 1.24. Ces limites dépendent du rapport entre  $R$  et  $L$  et de la tension de la source continue,  $E_c$ . Dans les équations et les diagrammes qui suivent,  $\phi$  et  $m$  sont définis de la façon suivante:

$$\phi = \tan^{-1} (L/R)$$

(1.8.1)

$$m = \frac{E_c}{\sqrt{2}E_1}$$

(1.8.2)

Le tableau 1.1 donne, pour l'ensemble des trois convertisseurs, les formules qui permettent de calculer, pour un angle d'allumage quelconque, la tension critique ( $m_c$ ) de la source continue pour laquelle le courant devient discontinu. Les limites des zones d'opération à courant continu calculées à partir de ces formules apparaissent aux figures 1.25 à 1.29. A l'exception de petites zones identifiées par des traits hachurés sur les diagrammes, les équations 1.8.3 à 1.8.9 sont valables dans toute la gamme d'opération des convertisseurs. Les zones hachurées qui correspondent à des modes d'opération inhabituels, sont décrites à la référence 6. Enfin, les diagrammes donnent aussi les limites extrêmes d'opération des convertisseurs. Au-delà de ces limites, toute opération est impossible.

Le but premier de ces équations et de ces diagrammes est de permettre de déterminer rapidement la valeur minimale de l'inductance de lissage nécessaire pour obtenir un courant continu.

CONVERTISSEUR	EQUATION DE LA VALEUR LIMITE DE m
Convertisseur classique Conv. 7 thy. modes $R_{1,0_2}$ Conv. 8 thy. modes $R_{1,0_3}$	$m = \frac{\cos \phi \left[ \sin(2\pi/3 + \alpha - \phi) - e^{-\pi/3 \tan \phi} \sin(\pi/3 + \alpha - \phi) \right]}{(1 - e^{-\pi/3 \tan \phi})}$ 1.8.3
Conv. 7 thy. mode $R_2$	$m = \frac{\cos \phi \left[ e^{(\pi/3 - \alpha)/\tan \phi} \sin \phi - e^{-\pi/3 \tan \phi} \sin(\pi/3 + \alpha - \phi) \right]}{(1 - e^{-\pi/3 \tan \phi})}$ 1.8.4
Conv. 7 thy. mode $O_1$	$m = \frac{\cos \phi \left[ \sin(\delta + \pi - \phi) - e^{-\delta/\tan \phi} \sin(\pi - \phi) \right]}{(1 - e^{-\pi/3 \tan \phi})}$ 1.8.5
Conv. 8 thy. mode $R_2$	$m = \frac{\cos \phi \left\{ \frac{1}{\sqrt{3}} \sin(\pi/2 + \alpha - \phi) - e^{-\pi/3 \tan \phi} \sin(\pi/3 + \alpha - \phi) + e^{(\pi/6 - \alpha)/\tan \phi} \left[ \sin(5\pi/6 - \phi) - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin(2\pi/3 - \phi) \right] \right\}}{(1 - e^{-\pi/3 \tan \phi})}$ 1.8.6
Conv. 8 thy. mode $R_3$	$m = \frac{\cos \phi \left[ e^{(\pi/2 - \alpha)/\tan \phi} \sin \phi - e^{-\pi/3 \tan \phi} \sin(\pi/6 + \alpha - \phi) \right]}{\sqrt{3} (1 - e^{-\pi/3 \tan \phi})}$ 1.8.7
Conv. 8 thy. mode $O_1$	$m = \frac{\cos \phi \left[ \sin(\delta + \pi - \phi) - e^{-\delta/\tan \phi} \sin(\pi - \phi) \right]}{\sqrt{3} (1 - e^{-\pi/3 \tan \phi})}$ 1.8.8
Conv. 8 thy. mode $O_2$	$m = \frac{\cos \phi \left\{ \sin(5\pi/6 + \delta - \phi) - \frac{1}{\sqrt{3}} e^{-\pi/3 \tan \phi} \sin(2\pi/3 + \delta - \phi) + e^{(\pi/3 - \delta)/\tan \phi} \left[ \frac{1}{\sqrt{3}} \sin(4\pi/3 - \phi) - \sin(7\pi/6 - \phi) \right] \right\}}{(1 - e^{-\pi/3 \tan \phi})}$ 1.8.9

Tableau 1.1 : Equations pour déterminer la valeur critique de m pour les différents modes d'opération

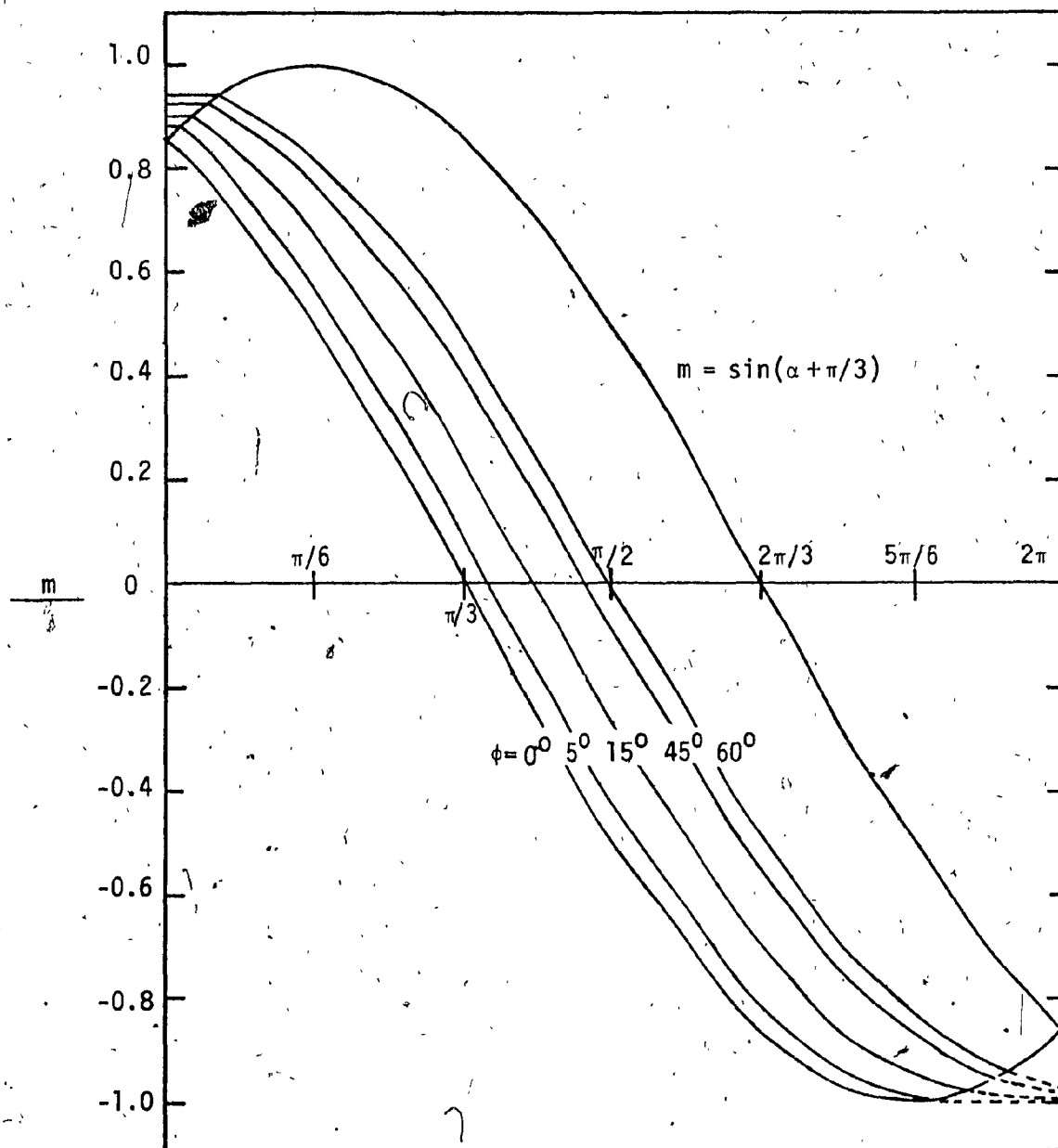


Fig. 1.25 : Zones d'opération du convertisseur classique



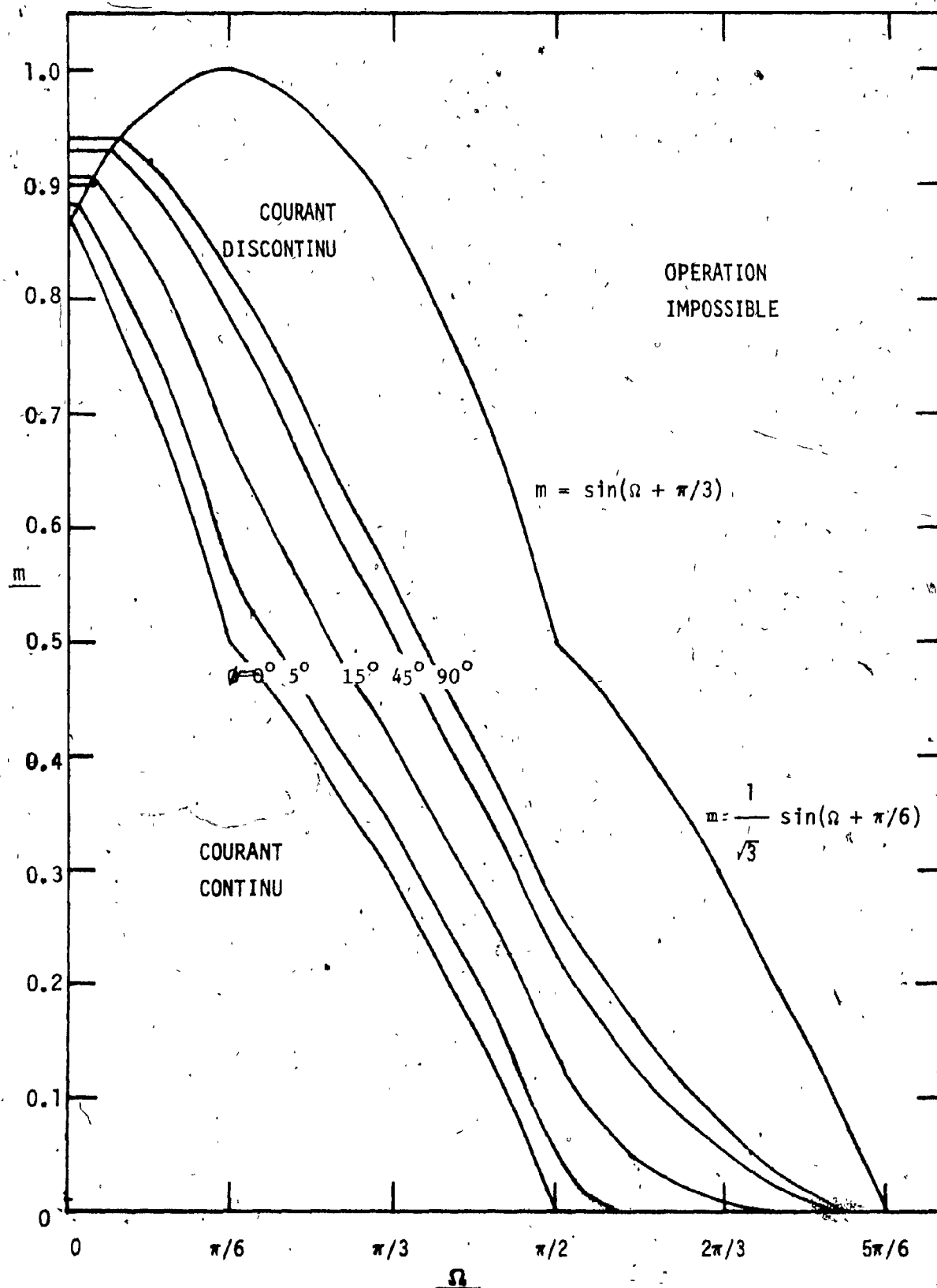


Fig. 1.26 : Zones d'opération du convertisseur à 8 thyristors; modes  $R_1$  à  $R_3$

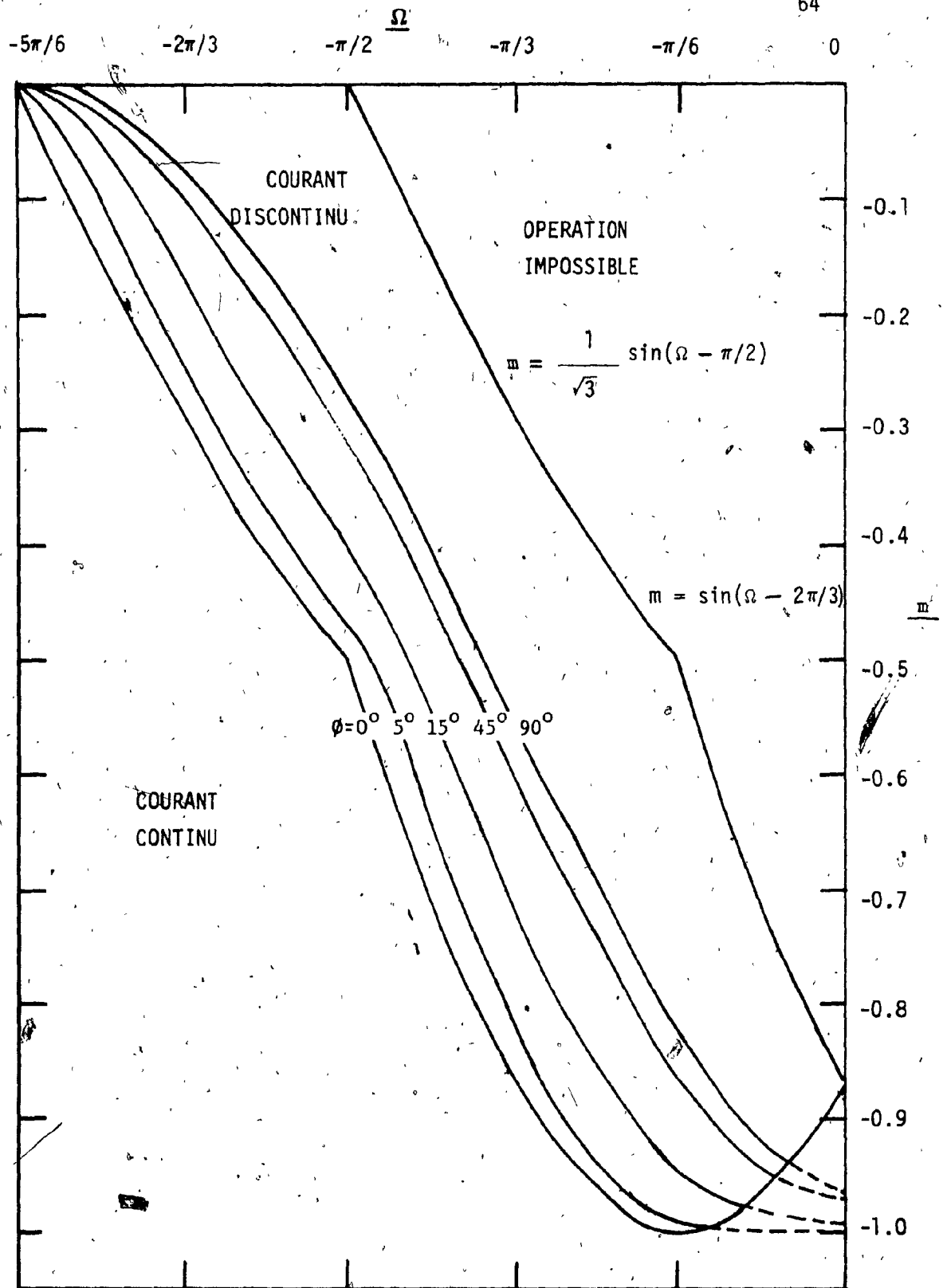


Fig. 1.27 : Zones d'opération du convertisseur à 8 thyristors; modes  $0_1$  à  $0_3$

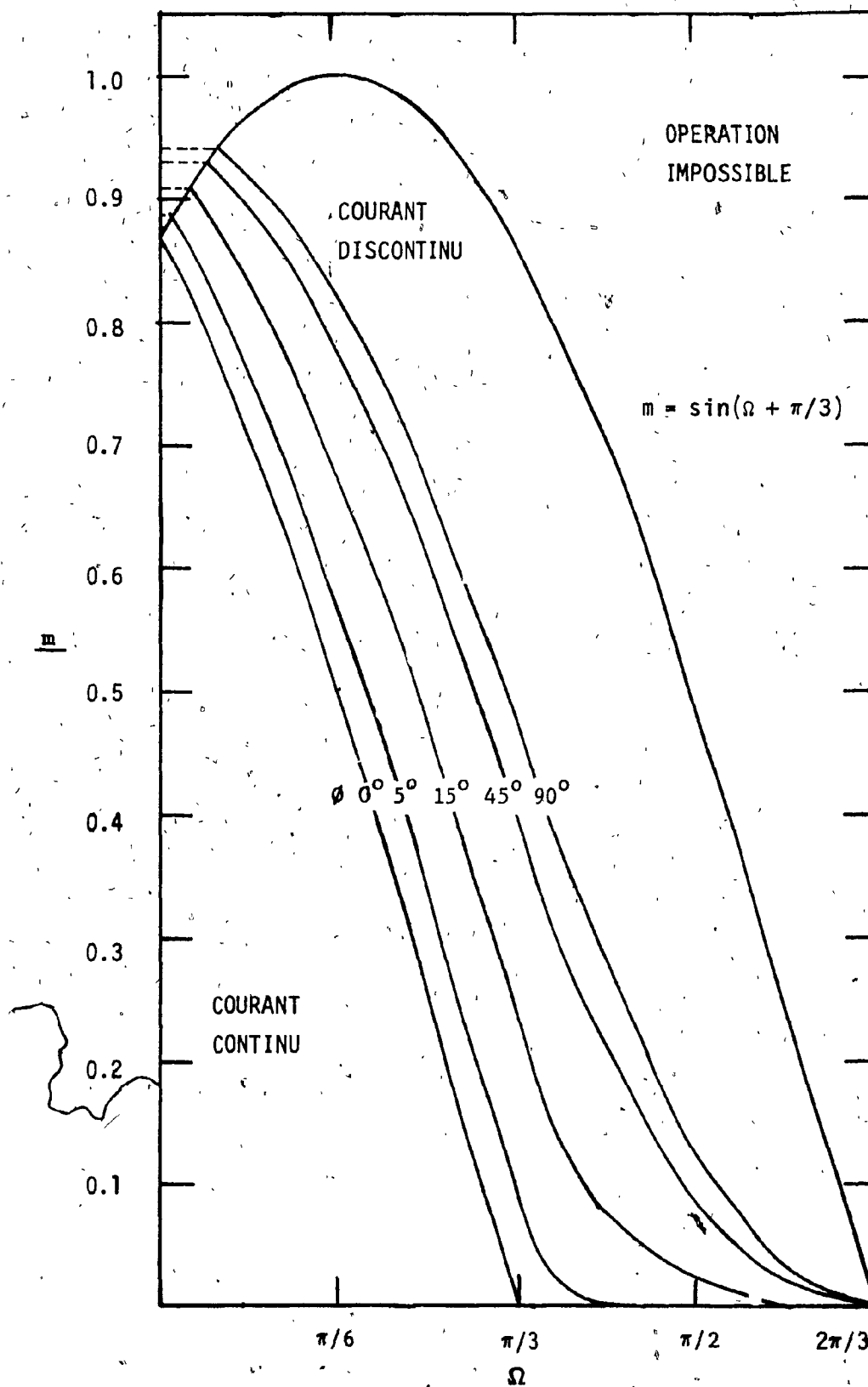


Fig. 1.28 : Zones d'opération du pont à 7 thyristors; modes  $R_1'$  et  $R_2$

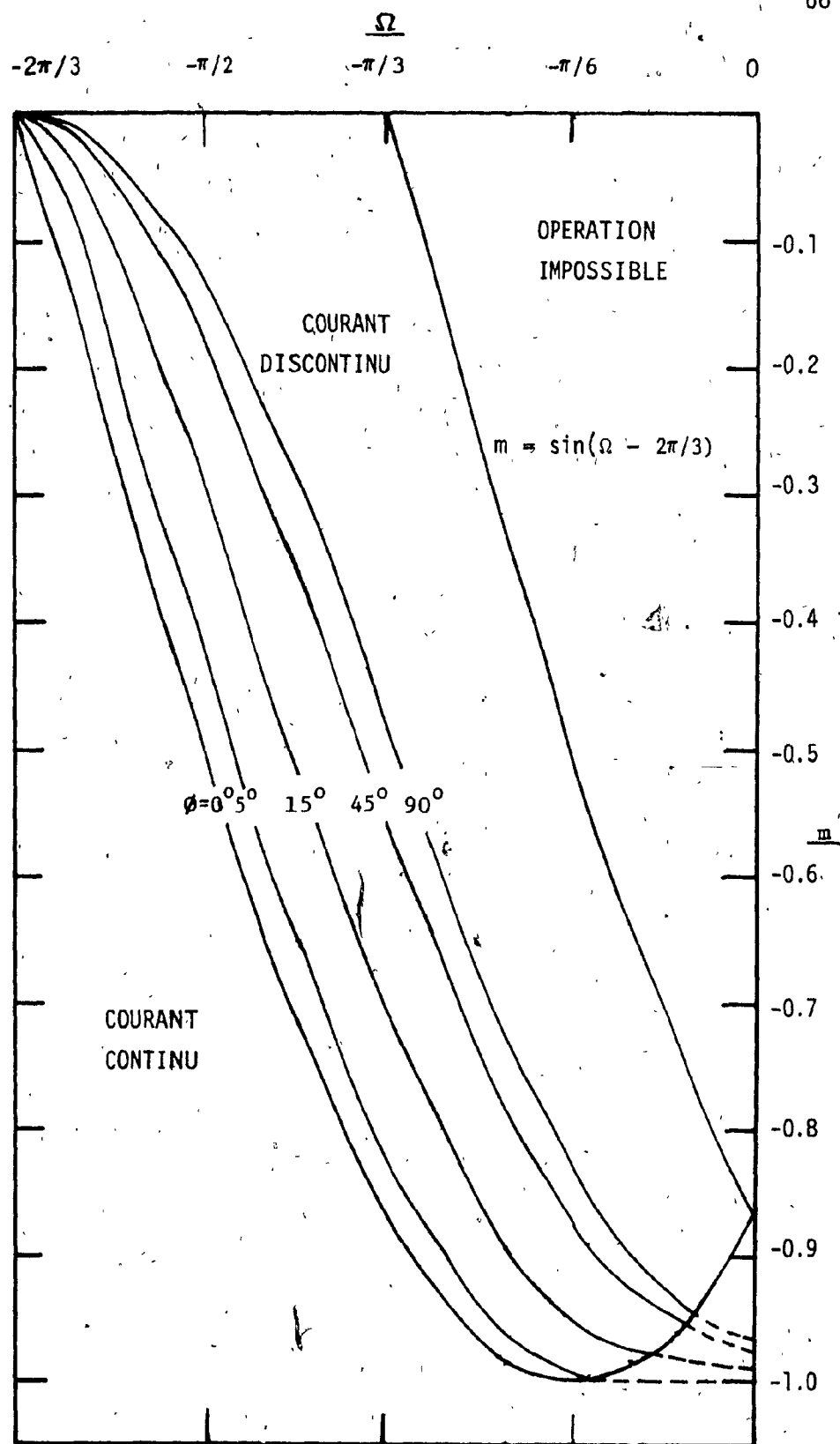


Fig. 1.29: Zones d'opération du convertisseur à 7 thyristors; modes  $O_1$  et  $O_2$

### 1.9 Sélection de l'inductance de lissage

La section précédente a fourni le moyen d'évaluer l'inductance minimale requise pour obtenir un courant continu. La présente section propose une méthode pour calculer la valeur de l'inductance nécessaire pour limiter l'ondulation résiduelle en deçà de certaines limites.

Ce ronflement peut toujours être évalué par une sommation des courants produits dans la charge par les diverses harmoniques de la tension continue. Ce processus est inutilement fastidieux. En effet, lorsque la charge peut être représentée par une source de tension idéale et que la résistance est négligeable (figure 1.30), le calcul de l'amplitude de l'ondulation résiduelle du courant devient particulièrement simple. Ce cas qui, à première vue, peut sembler simpliste, correspond, en fait d'assez près, à plusieurs applications réelles: ligne de transmission à courant continu, moteur cc et, comme nous le verrons au dernier chapitre, moteur asynchrone à rotor bobiné à vitesse variable [21].

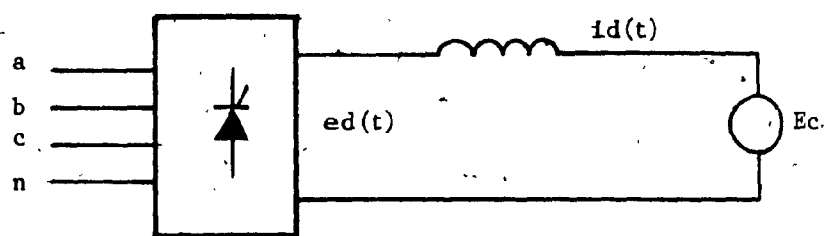
Dans les conditions illustrées à la figure 1.30, la variation instantanée du courant,  $di/dt$ , est:

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{e_d(t) - E_c}{L} \quad (1.9.1)$$

La variation maximale,  $\Delta i_d$ , devient donc:

$$\Delta i_d = \frac{1}{L} \int_{t_2}^{t_1} (e_d(t) - E_c) dt \quad (1.9.2)$$

où  $t_1$  et  $t_2$  sont les limites de l'intervalle de temps pendant lequel le courant augmente (figure 1.30).



Note:  $E_d = E_c$

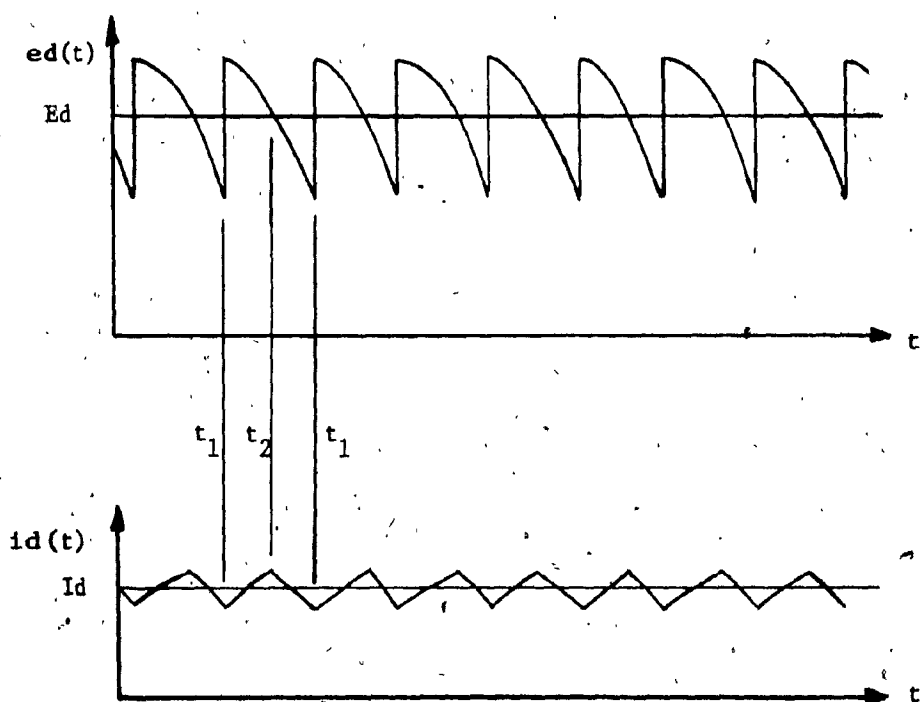


Fig. 1.30 : Circuit équivalent pour le calcul du coefficient d'ondulation

Le tableau 1.2 donne pour les divers convertisseurs la solution de l'équation 1.9.2. On remarque que, dans toutes ces formules, le terme  $E_1/L\omega$  est en évidence. Il est alors possible de définir un coefficient d'ondulation indépendant de ces variables.

$$C_{on} = \Delta i_d \frac{L\omega}{E_1} = \frac{\omega}{E_1} \int_{t_1}^{t_2} (e_d(t) - E_c) dt \quad (1.9.3)$$

Ce coefficient a l'avantage de permettre une comparaison de plusieurs convertisseurs qui fonctionnent à des tensions et des fréquences différentes ou dont les inductances de lissage ne sont pas identiques. Ce coefficient a été évalué pour les trois convertisseurs et les résultats apparaissent à la figure 1.31.

Ces courbes permettent de déterminer la valeur nominale de l'inductance,  $L_{min}$  pour limiter le ronflement à des valeurs acceptables.

$$\text{En effet, } L_{min} = \frac{C_{on} E_1}{\Delta i_d \omega} \quad (1.9.8)$$

Dans cette équation,  $\Delta i_d$  représente le ronflement permissible. La plupart du temps, sa valeur est fixée par des contraintes extérieures comme, par exemple, dans le cas d'un moteur cc, par l'échauffement de l'acier de la culasse.

La conclusion la plus importante qui se dégage de la figure 1.31 est la diminution de la valeur de l'inductance de lissage qui découle de l'utilisation d'un ou de deux thyristors auxiliaires. Pour un même  $\Delta i_d$  et par rapport au pont classique, le gain est de 36% pour le pont à 8 thyris-

Limites de validité	$C_{on} = L \Delta i \omega / E_1 =$	$\beta$ et $E_d$
Tous les convertisseurs $ \Omega  \leq 15^\circ$	$2 \sqrt{2} \sin(\beta) - \frac{2  E_d }{E_1}$ 1.9.4	$\beta = \arccos\left(\frac{ E_d }{\sqrt{2} E_1}\right)$ $E_d = E_{d0} \cos \alpha$
Convertisseur classique Conv. 7 thyristors $ \Omega  > \approx 15^\circ$ Conv. 8 thyristors $\approx 65^\circ <  \Omega  < \approx 15^\circ$	$\sqrt{2} \left[ \sin(\beta) - \sin( \Omega  - \pi/6) \right] - \frac{ E_d }{E_1} (\beta -  \Omega  + \pi/6)$ 1.9.5	$\beta = \arccos\left(\frac{ E_d }{\sqrt{2} E_1}\right)$ Conv. classique: $E_d = E_{d0} \cos \alpha$ Conv. 7 thyristors: $E_d = E_{d0} [\cos \delta + \cos(\alpha + \pi/6)]$ Conv. 8 thyristors: $E_d = E_{d0} / \sqrt{3} [\cos \delta + \cos(\alpha + \pi/3)]$
Conv. à 8 thyristors $90^\circ <  \Omega  \leq 65^\circ$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} + \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \sin(\beta - \pi/6) - \sqrt{2} \left[ \sin( \Omega  - \pi/6) \right] - \frac{ E_d }{E_1} (\beta -  \Omega  + \pi/6)$ 1.9.6	$\beta = \pi/6 + \arccos\left(\frac{ E_d }{\sqrt{2} E_1}\right)$ $E_d = E_{d0} / \sqrt{3} [\cos \delta + \cos(\alpha + \pi/3)]$
Conv. à 8 thyristors $ \Omega  > \approx 65^\circ$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \left[ \sin(\beta - \pi/6) - \sin( \Omega  - \pi/3) \right] - \frac{ E_d }{E_1} (\beta -  \Omega  + \pi/6)$ 1.9.7	$\beta = \pi/6 + \arccos\left(\frac{ E_d }{\sqrt{2} E_1}\right)$ $E_d = E_{d0} / \sqrt{3} [\cos \delta + \cos(\alpha + \pi/3)]$

Tableau 1.2 : Equations pour calculer  $C_{on}$



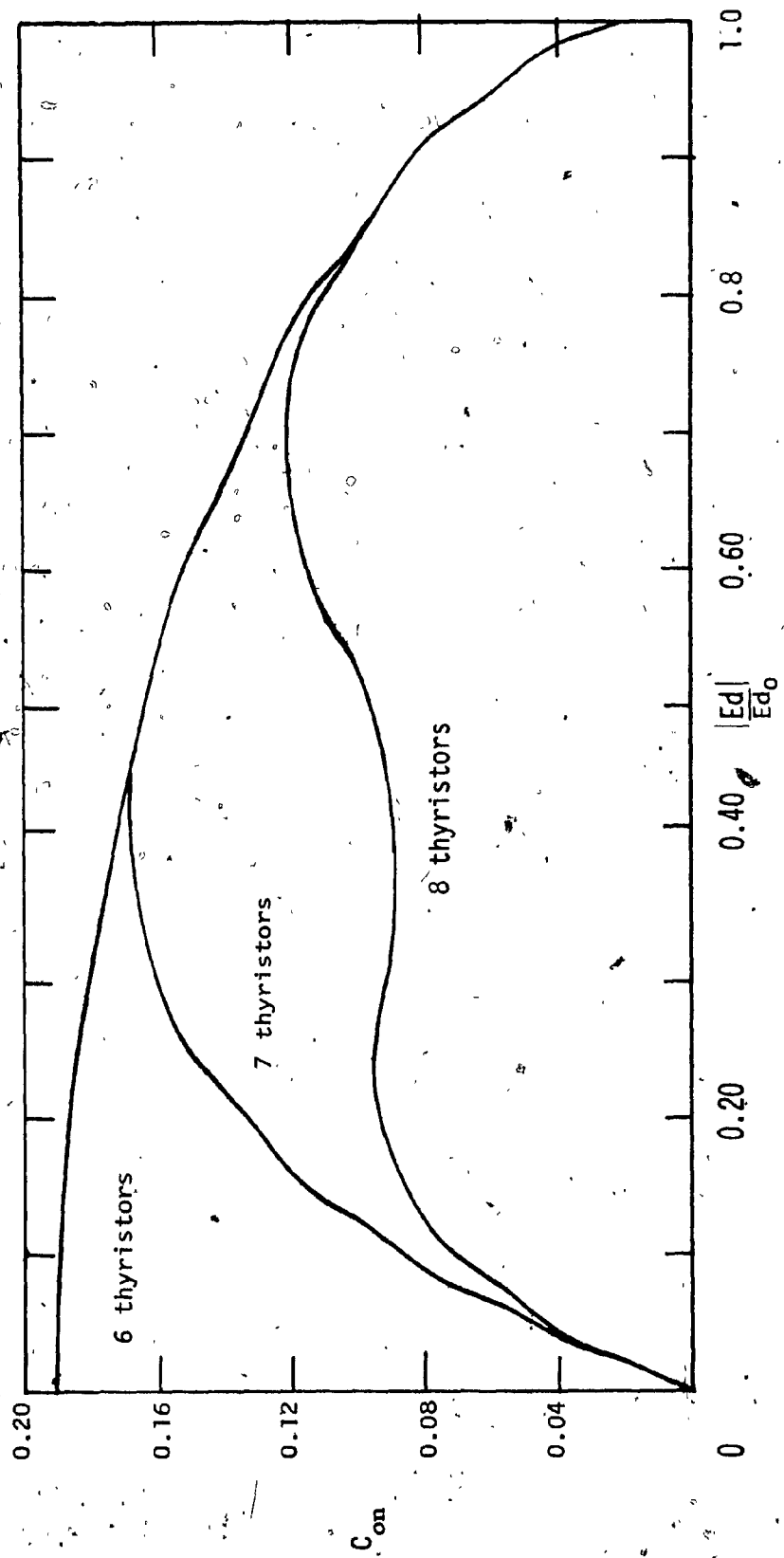


Fig. 1.31 : Coefficient d'ondulation

tors et de 11% dans le cas du pont à 7 thyristors. Dans le premier cas, les économies réalisées, dans le coût, le poids et les dimensions de l'inductance sont probablement suffisantes pour justifier à elles seules le choix de ce convertisseur.

## 1.10 Sélection des thyristors

73

### 1.10.1 Thyristors principaux [12]

Si les convertisseurs doivent opérer sur toute la gamme possible des tensions continues, il n'existe aucune différence entre les critères de sélection des thyristors principaux pour le pont à 6 thyristors ou pour les ponts modifiés. Ils doivent être choisis de façon à supporter la tension crête de ligne multipliée par la marge habituelle de sécurité qui est de l'ordre de 2.1 pour les convertisseurs triphasés [19]. Quant à leurs caractéristiques de courant, elles sont fixées par l'amplitude du courant continu et la durée des cycles de conduction.

Si les convertisseurs ne sont appelés à travailler que sur une gamme réduite de tensions, il est possible, dans le cas des ponts à 7 ou 8 thyristors de sélectionner des dispositifs plus petits. A cet effet, les courbes des figures 1.32 et 1.33 fournissent les valeurs des courants moyens et efficaces dans les thyristors en fonction de la tension  $E_d$ . Le choix des radiateurs et des caractéristiques de courant des thyristors appropriés est alors basé sur la valeur maximale de la tension continue.

### 1.10.2 Thyristors auxiliaires

Les tensions tant directes qu'inverses que doivent supporter les thyristors auxiliaires sont égales à la valeur crête de la tension de ligne pour le convertisseur à 7 thyristors et à la valeur crête de la tension de phase pour le convertisseur à 8 thyristors. Ce sont ces tensions qui servent à définir les tensions nominales des thyristors. Il appert donc que pour le pont à 7 thyristors, la tension nominale du thyristor auxiliaire devrait

être identique à celle des thyristors principaux. Par contre, dans le cas du pont à 8 thyristors, la tension nominale vue par  $Q_7$  et  $Q_8$  est d'environ 60% ( $1/\sqrt{3}$ ) de celle vue par les thyristors principaux.

Cependant, dans les deux cas, les thyristors auxiliaires doivent supporter le plein courant continu. En effet, si les convertisseurs travaillent à une tension continue nulle, le courant continu circulera de façon constante dans les thyristors auxiliaires qui, en conséquence, doivent être plus robustes que les thyristors principaux. Seulement dans les cas où les convertisseurs ne doivent jamais opérer à des tensions très faibles, des dispositifs plus petits peuvent être utilisés (figures 1.32 et 1.33).

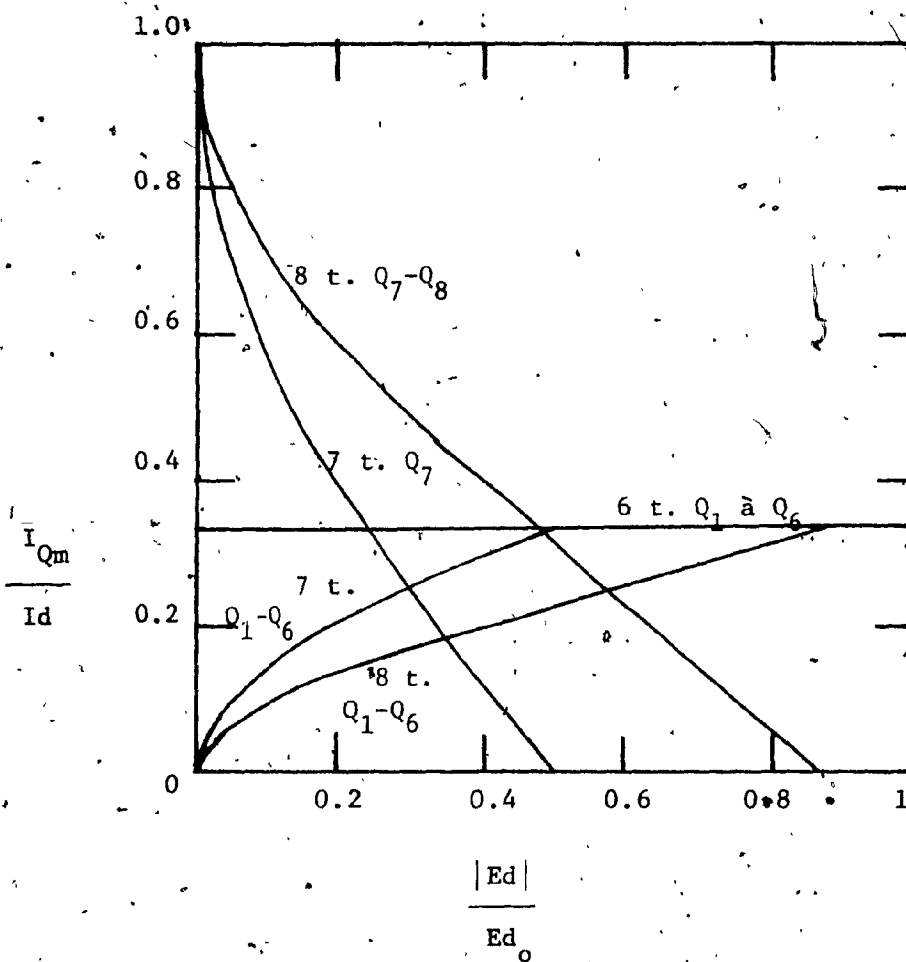


Fig. 1.32 : Courant moyen dans les thyristors

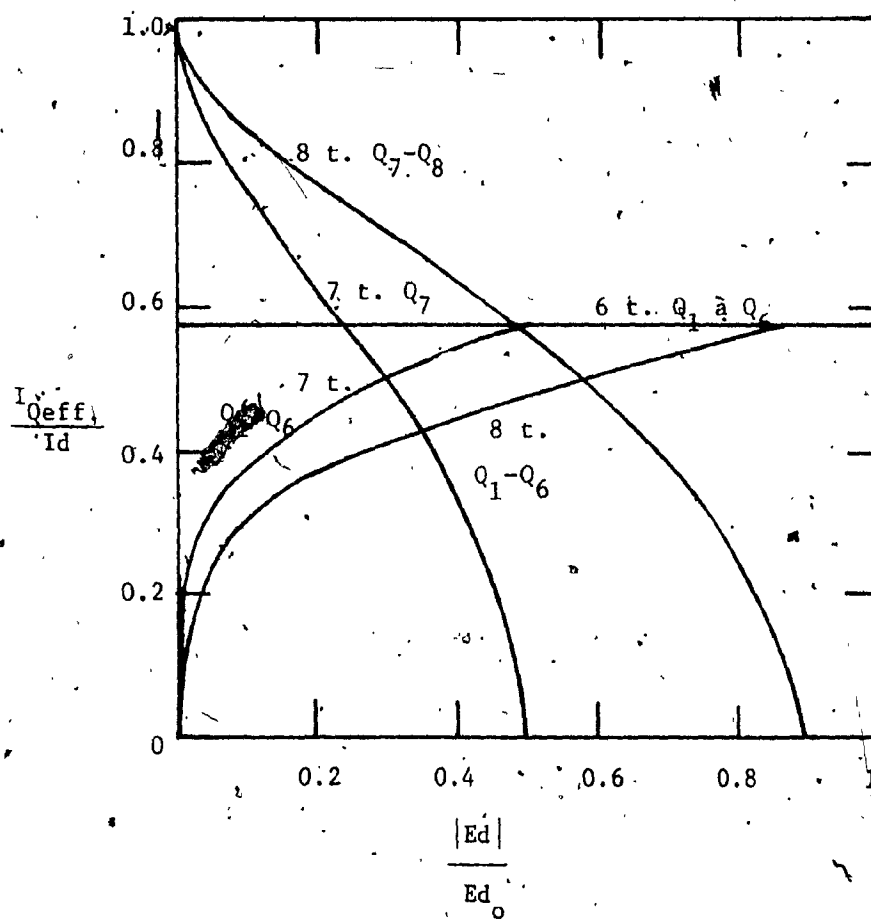


Fig. 1.33 : Courant efficace dans les thyristors

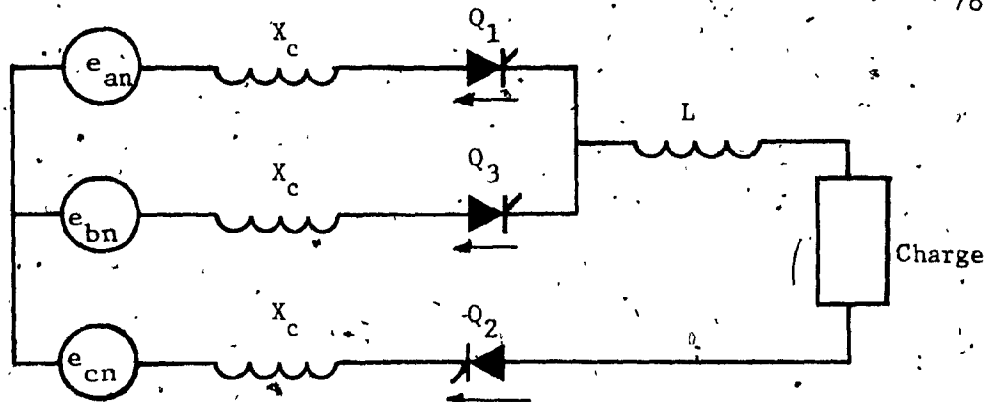
## 1.11 Phénomène d'empiètement [1 à 5,7]

Lors de l'allumage d'un thyristor, le courant n'est pas transféré instantanément dans ce dernier; l'inductance de la source s'y oppose. Le courant est commuté plus ou moins rapidement suivant l'importance de l'inductance de la source, l'angle d'allumage et l'amplitude du courant. Dans le cas du pont classique, le phénomène d'empiètement existe seulement entre les thyristors principaux (figure 1.34). Par contre, dans le cas des deux autres convertisseurs, il existe aussi entre les thyristors auxiliaires et les thyristors principaux (figures 1.35 et 1.37). Le fait que la commutation ne se produise pas instantanément a plusieurs conséquences importantes. Trois d'entre elles présentent un intérêt certain:

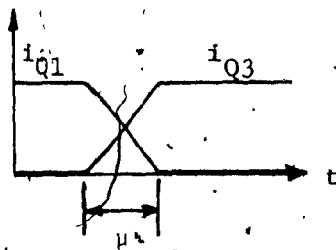
- la diminution de la tension continue
- l'obligation de limiter les angles d'allumage en deçà de certaines limites
- les restrictions aux variations dynamiques des angles d'allumage imposées aux convertisseurs modifiés opérant en onduleur.

### 1.11.1 Convertisseur classique

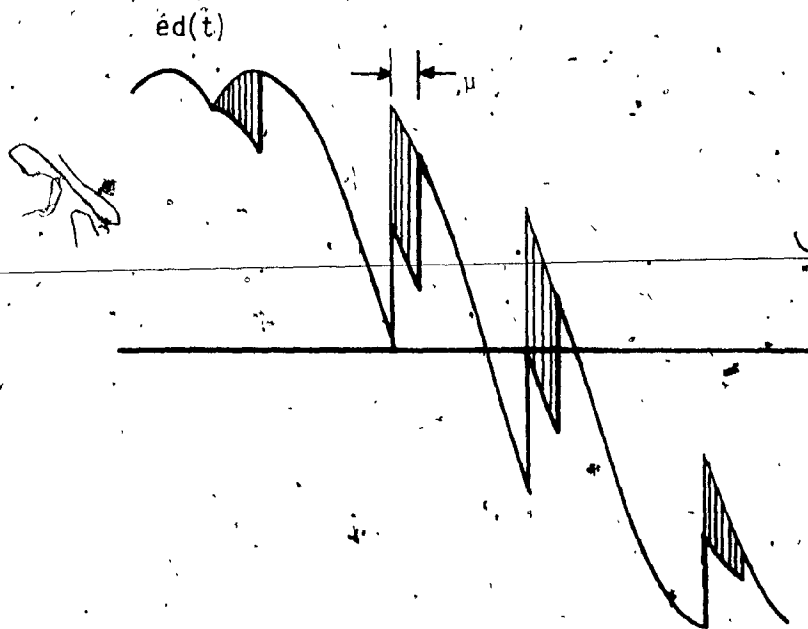
La figure 1.34 illustre le phénomène d'empiètement pour le pont de Graetz et les modes équivalents des deux autres convertisseurs. Dans cet exemple,  $Q_1$  et  $Q_2$  conduisent avant l'allumage de  $Q_3$  qui se produit à  $\omega t = 0$ . A cet instant, le courant dans  $Q_1$  commence à diminuer et celui dans  $Q_3$  à augmenter. A cause de l'inductance de la charge, la somme de ces deux courants est, à tout instant, égale à  $I_d$ . La commutation se



a: Circuit équivalent durant la commutation



b: Courants durant la commutation



c: Chute de tension pour  
diverses valeurs de  
l'angle de déclenchement.

Fig. 1.34 : Phénomène d'empiètement pour le convertisseur classique



termine  $\mu$  degrés plus tard lorsque  $i_{Q1}$  devient nul. Durant tout cet intervalle, trois thyristors sont en conduction et les phases a et b sont littéralement court-circuitées causant une diminution de la tension continue. En effet, celle-ci n'est plus égale à la somme de deux tensions de phase mais à la somme d'une tension de phase ( $e_{cn}$ ) et de la demi-somme des tensions des phases en court-circuit ( $e_{an}/2 + e_{bn}/2$ ). La tension  $e_d$  obtenue est montrée à la figure 1.34 pour différents angles  $\alpha$ . Les surfaces hachurées correspondent à la chute de tension due à l'empiètement.

Etant donné que l'analyse de ce phénomène pour ce pont se retrouve dans la plupart des livres d'électronique industrielle (entre autres aux références 1 à 5 et 7), seules les conclusions sont présentées ici. Ces différents auteurs ont démontré:

- que la durée de l'empiètement,  $\mu$ , est reliée à l'angle d'allumage,  $\alpha$ , à l'inductance de la source  $X_c$ , à l'amplitude de  $I_d$  et à la tension de ligne par la relation suivante:

$$\cos(\alpha) - \cos(\alpha + \mu) = \frac{\sqrt{2} I_d X_c}{E_l} \quad (1.11.1)$$

- que la chute de tension,  $\Delta E_d$ , causée par l'empiètement est:

$$\Delta E_d = E_{d0} \frac{\cos(\alpha) + \cos(\alpha + \mu)}{2} = 3 X_c I_d / \pi \quad (1.11.2)$$

- que pour obtenir une commutation réussie, il faut que:

$$\alpha + \mu + \omega t_e \leq 180^\circ \quad (1.11.3)$$

autrement dit la valeur maximale permmissible que peut prendre  $\alpha$  ( $\alpha_{lim}$ ) est:

$$\alpha_{lim} = \arccos \left( \frac{\sqrt{2} X_c I_d}{E_l} \right) - \cos(\omega t_e) \quad (1.11.4)$$

( $t_e$ : temps de recouvrement des thyristors

qui, pour des dispositifs normaux, est d'environ 50  $\mu s$  à 100  $\mu s$ ).

#### 1.11.2 Convertisseur à 8 thyristors

La figure 1.35 illustre le phénomène d'empiètement pour les modes  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $O_1$  et  $O_2$  du convertisseur à 8 thyristors. Dans le premier exemple qui correspond au mode  $R_2$ ,  $Q_7$  et  $Q_2$  sont en conduction lorsqu'à l'instant  $\omega t = \alpha + \pi/6$ ,  $Q_1$  est allumé. Le courant dans  $Q_7$  commence alors à diminuer et celui dans  $Q_1$  à augmenter:

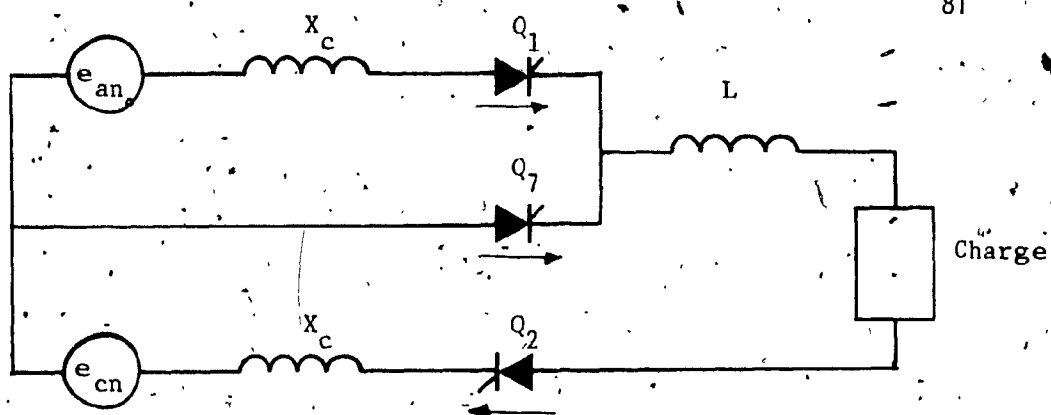
$$i_{Q_7} = I_d - \frac{\sqrt{2} E_{an}}{X_c} \left[ \cos(\alpha + \pi/6) - \cos(\omega t) \right] \quad (1.11.5)$$

$$i_{Q_1} = \frac{\sqrt{2} E_{an}}{X_c} \left[ \cos(\alpha + \pi/6) - \cos(\omega t) \right] \quad (1.11.6)$$

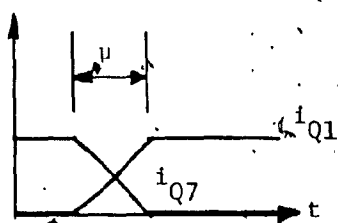
A  $\omega t = \alpha + \mu$ ,  $i_{Q_7}$  s'annule et l'équation 1.11.5 devient:

$$\cos(\alpha + \pi/6) - \cos(\alpha + \pi/6 + \mu) = \frac{I_d X_c}{\sqrt{2} E_p} \quad (1.11.7)$$

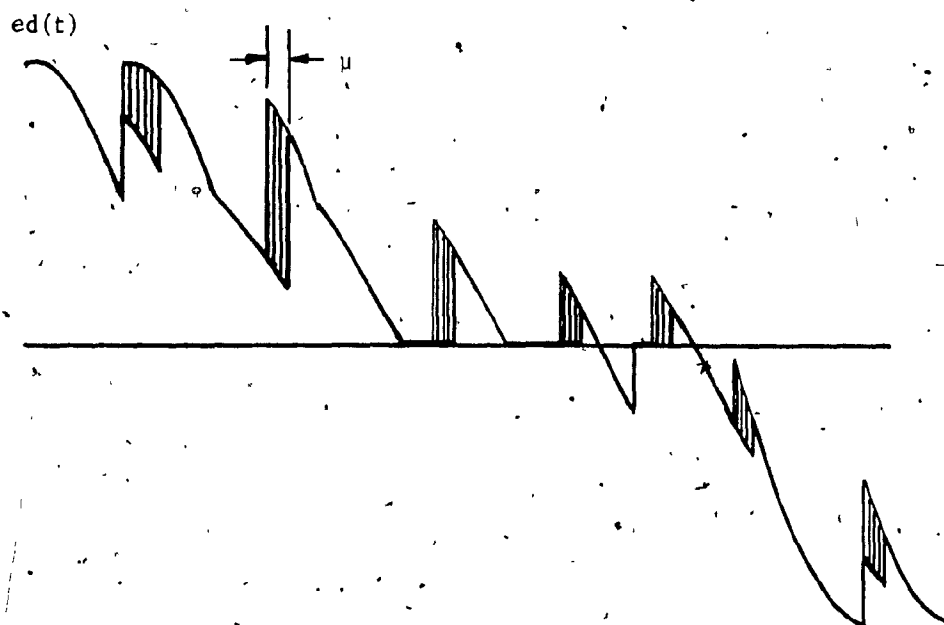
(Note:  $E_p$  = tension de phase =  $E_{an}$ )



a: Circuit équivalent durant la commutation (modes  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $O_1$  et  $O_2$ )



b: Courants instantanés durant la commutation (modes  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $O_1$  et  $O_2$ )



c: Chute de tension pour diverses valeurs de l'angle de déclenchement

Fig. 1.35 : Phénomène d'empiètement pour le pont à 8 thyristors

Si l'empiètement était négligeable, la tension  $E_d$  serait:

$$E_d = \frac{3E_p\sqrt{2}}{\pi} \left[ \cos(\alpha + \pi/6) + \cos(\delta) \right] \quad (1.4.4)$$

D'autre part, l'inductance de source a pour effet d'augmenter  $\alpha$  de  $\mu$ . La tension obtenue en tenant compte de l'empiètement,  $E_{d1}$ , est donc:

$$E_{d1} = \frac{3E_p\sqrt{2}}{\pi} \left[ \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6} + \mu\right) + \cos\delta \right] \quad (1.11.8)$$

La chute de tension  $\Delta E_d$  est la différence entre  $E_d$  et  $E_{d1}$ .

$$\Delta E_d = E_d - E_{d1} = \frac{3E_p\sqrt{2}}{\pi} \left[ \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) - \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6} + \mu\right) \right] \quad (1.11.9)$$

Combinant 1.11.7 et 1.11.9:

$$\Delta E_d = \frac{3X_c I_d}{\pi} \quad (1.11.10)$$

La chute de tension est donc identique à celle obtenue pour le pont classique. Ces équations démontrées ici pour le mode  $R_2$ , s'appliquent aussi aux trois autres modes qui sont illustrés aux figures 1.35b à 1.35d.

On remarque que pour les modes  $O_1$  et  $O_2$ , l'angle  $\alpha$  n'est pas de  $150^\circ$ .

En effet, étant donné que la commutation doit se terminer avant que la tension aux bornes du thyristor qui entre en conduction, ne devienne négative, il faut limiter  $\alpha$ . La valeur limite permmissible,  $\alpha_{lims}$ , est:

$$\alpha_{lims} = \frac{5\pi}{6} - \mu_{s8} = \arccos \left[ \frac{I_d X_c}{\sqrt{2} E_p} - \cos(\omega t_e) \right] - \frac{\pi}{6} \quad (1.11.11)$$

où  $\mu_{s_8}$  est l'angle de sécurité qui correspond à la somme du temps de commutation et du temps de recouvrement,  $t_e$ , des thyristors:

$$\mu_{s_8} = \mu + \omega t_e \quad (1.11.12)$$

Il est important de souligner que contrairement à ce qui est mentionné à la référence 9, cette limite n'existe qu'en mode onduleur. En effet, pour les modes  $R_2$  et  $R_3$ , il n'y a aucun inconvénient à pousser l'angle  $\alpha$  jusqu'à  $150^\circ$ . Si  $\alpha$  est plus grand que  $150^\circ - \mu$ , le courant  $I_d$  n'est jamais entièrement transféré dans les thyristors principaux; les thyristors auxiliaires demeurent toujours en conduction et la tension  $ed$  est nulle. Ce cas est illustré à la figure 1.36.

Enfin, soulignons que l'allumage des thyristors auxiliaires est arrêté lorsque  $\delta$  devient égal à  $\alpha_{lim_8} - 30^\circ$ . C'est la limite supérieure du mode  $O_2$ . Pour des tensions encore plus négatives,  $\alpha$  est augmenté et le convertisseur se comporte alors comme un pont classique. Ce critère qui diffère quelque peu de celui proposé par Stefanovic [9], a été choisi pour simplifier la réalisation du convertisseur. Les différences, entre les deux critères sont, à toutes fins pratiques, négligeables.

### 1.11.3 Convertisseur à 7 thyristors

La figure 1.37 illustre le phénomène d'empiètement pour les modes  $R_2$  et  $O_1$  du convertisseur à 7 thyristors. Ce cas se distingue des précédents par le fait que la commutation met en jeu trois thyristors plutôt que deux. En effet, avant le début de la commutation de  $\omega t = \pi/3 + \alpha$ , seul  $Q_7$  conduit. A cet instant,  $Q_1$  et  $Q_2$  reçoivent des impulsions de gâchette et entrent en conduction. Trois thyristors sont alors en commutation. Le courant augmente dans  $Q_1$  et  $Q_2$  et diminue dans  $Q_7$ :

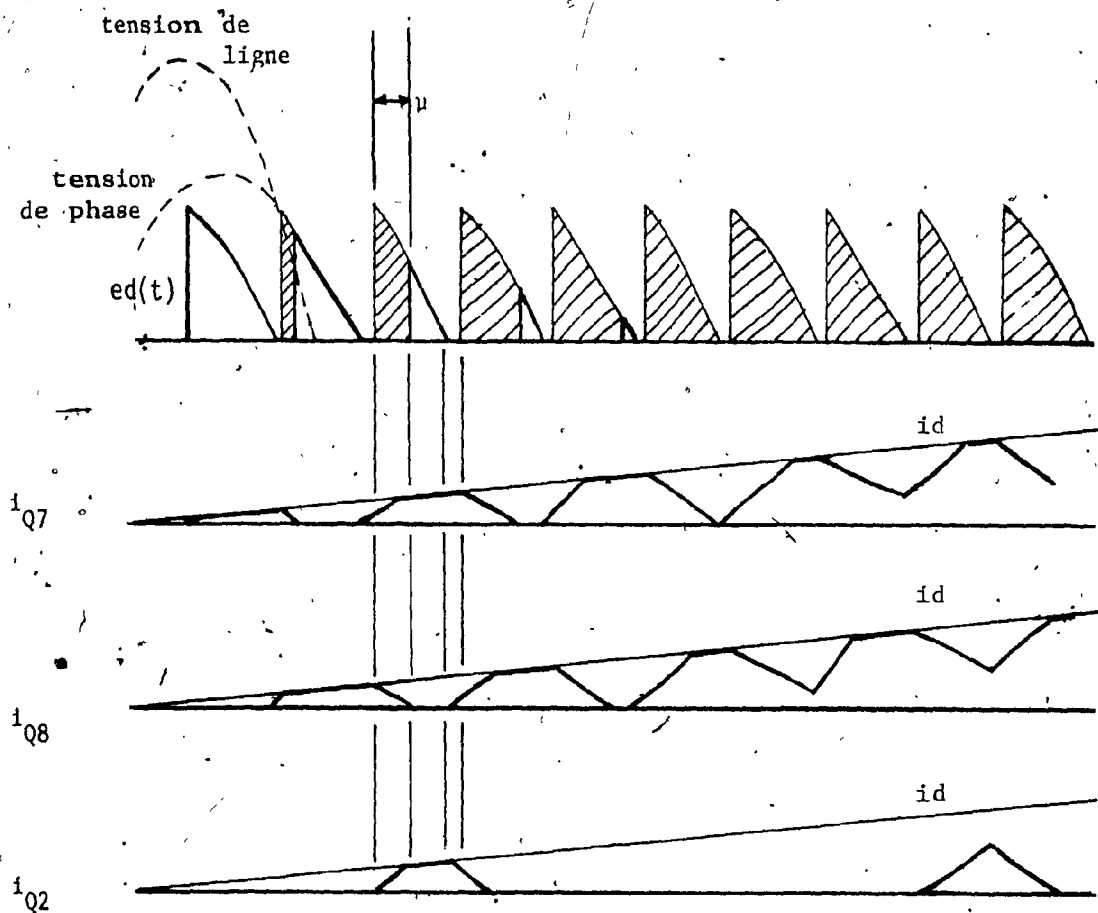
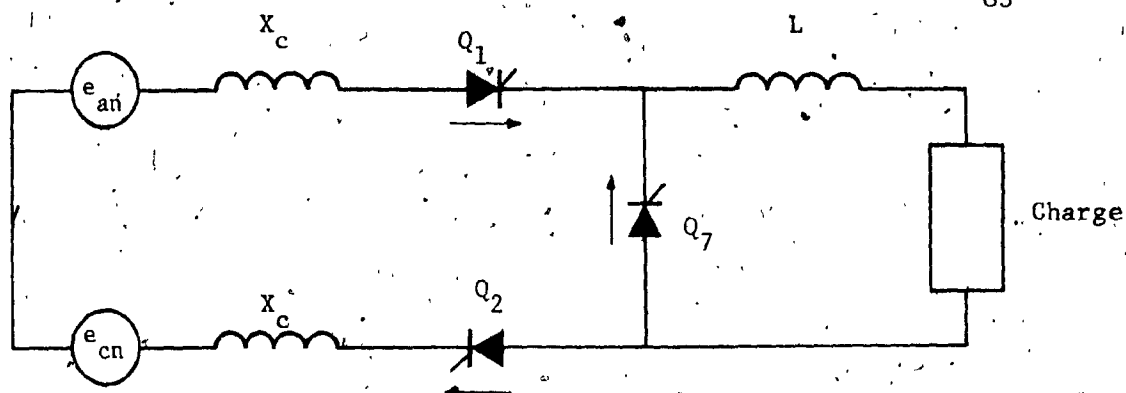
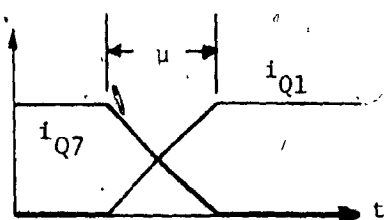


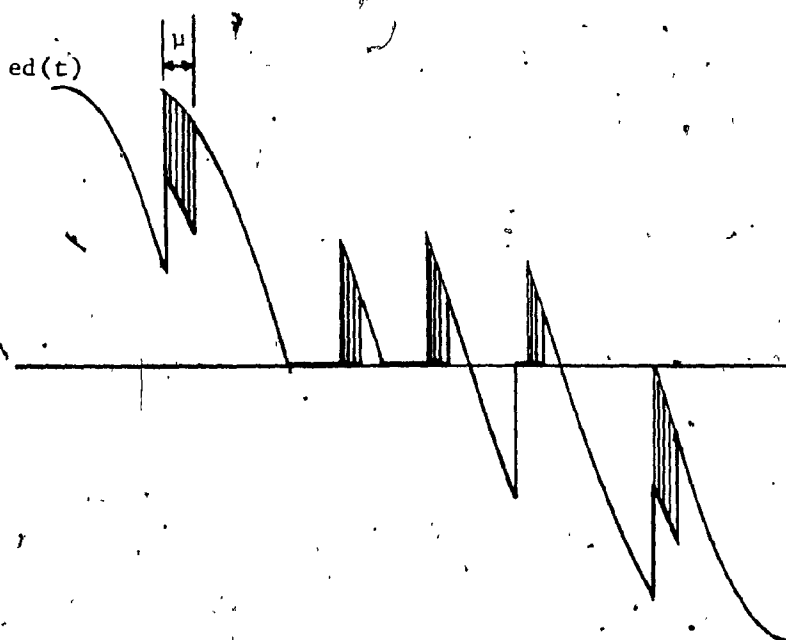
Fig. 1.36 : Empiètement critique pour le convertisseur à 8 thyristors  
(phénomène exagéré)



a: Circuit équivalent durant la commutation (modes  $R_2$  et  $O_1$ )



b: Courants durant la commutation  
(modes  $R_2$  et  $O_1$ )



c: Chute de tension pour diverses valeurs de l'angle de déclenchement

Fig. 1.37 : Phénomène d'empiètement pour le convertisseur à 7 thyristors

$$i_{Q_1} = i_{Q_2} = \frac{2E_1}{2X_c} [\cos(\pi/3 + \alpha) - \cos(\pi/3 + \alpha + \omega t)] \quad (1.11.13)$$

$$\text{et } i_{Q_7} = I_d - i_{Q_1} \quad (1.11.14)$$

$$\text{De plus, } \cos(\pi/3 + \alpha) - \cos(\pi/3 + \alpha + \mu) = \frac{\sqrt{2}X_c I_d}{E_1} \quad (1.11.15)$$

Enfin, comme dans le cas du convertisseur précédent, l'effet de l'angle d'empiètement sur la tension continue se résume à une augmentation d' $\alpha$  de  $\mu$ . D'où:

$$\Delta E_d = \frac{3\sqrt{2}E_1}{\pi} [\cos(\pi/3 + \alpha) - \cos(\pi/3 + \alpha + \mu)] = \frac{6X_c I_d}{\pi} \quad (1.11.16)$$

La chute de tension qui est deux fois plus importante que dans les deux cas précédents s'explique par la présence de deux inductances de fuite qui limitent les variations instantanées du courant.

De plus, comme précédemment, en onduleur, il faut aussi limiter

$$\alpha_{lim_7} = \frac{2\pi}{3} - \mu_{s_7} = \arccos \left[ \frac{\sqrt{2}X_c I_d}{E_1} - \cos(\omega t_e) \right] + \frac{\pi}{3} \quad (1.11.17)$$

$$\text{où } \mu_{s_7} = \mu + \omega t_e \quad (1.11.18)$$

Finalement, soulignons que si le convertisseur fonctionne en redresseur à des angles supérieurs à  $\alpha_{lim_7}$ ,  $Q_7$  demeure toujours en conduction et la tension continue est nulle. Ce mode de fonctionnement est similaire à celui décrit à la section précédente pour le pont à 8 thyristors et est illustré à la figure 1.38.



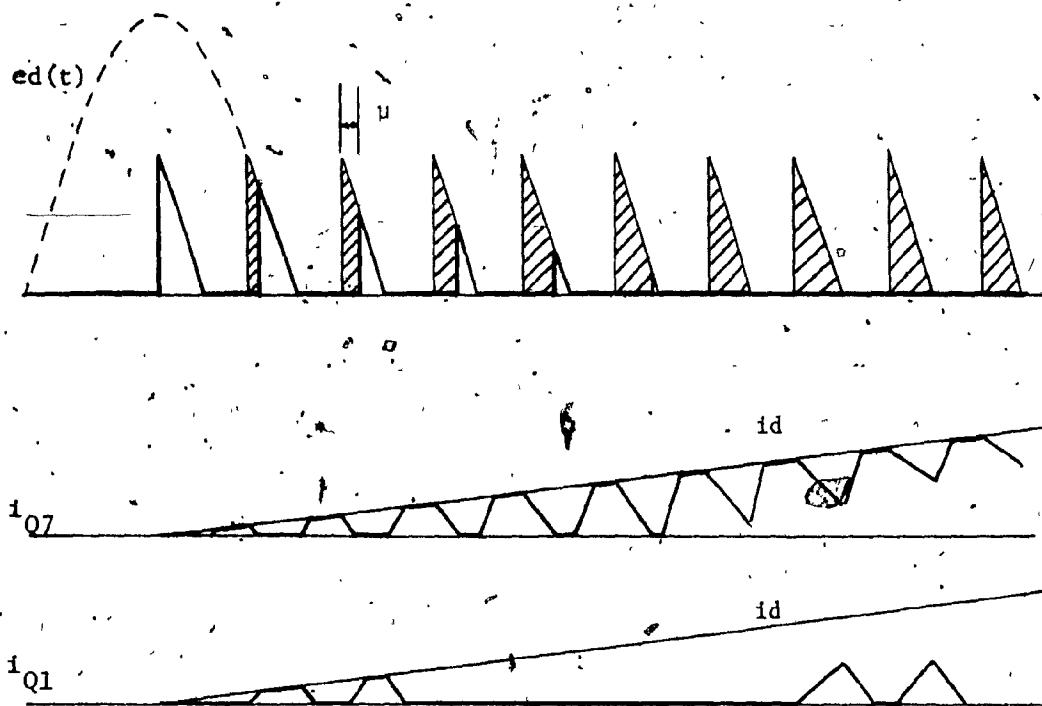


Fig 1.38 : Empiètement critique pour le convertisseur à 7 thyristors

#### 1.11.4 Résistance équivalente

Puisque la chute de tension due à l'empiètement est proportionnelle à  $I_d$ , il est usuel de la représenter par une résistance fictive et non dissipative en série avec le convertisseur [3, 5]. Cela permet d'obtenir un modèle simple pour le convertisseur (figure 1.39).

Pour le pont classique en son entier, le pont à 8 thyristors à l'exception d'une petite zone d'opération en mode  $R_3$  et les modes  $R_1$  et  $O_2$  du pont à 7 thyristors:

$$R_{eq} = \frac{E_d}{I_d} = \frac{3X_c}{\pi} \quad (1.11.19)$$

et pour les modes  $R_2$  et  $O_1$  du pont à 7 thyristors à l'exception des zones de transition.

$$R_{eq} = \frac{6X_c}{\pi} \quad (1.11.20)$$

La variation de la résistance équivalente en fonction de  $E_d$  (à vide) est illustrée à la figure 1.40. Contrairement au pont classique,  $R_{eq}$  n'est pas constante pour les ponts modifiés. En effet, en mode redresseur, lorsque la tension continue est très faible, la résistance équivalente diminue pour devenir nulle lorsque  $E_d$  est égal à zéro. Dans cette zone qui correspond aux cas décrits aux figures 1.36 et 1.38, la chute de tension est tout simplement égale à  $E_d$ . De plus, pour le pont à 7 thyristors, la résistance équivalente double pour des tensions inférieures à 50% de  $E_{d0}$ . Les zones de transition, en traits pointillés, correspondent à des commutations mettant en jeu trois thyristors pour le pont à 7 thyristors et quatre dans le cas du conver-

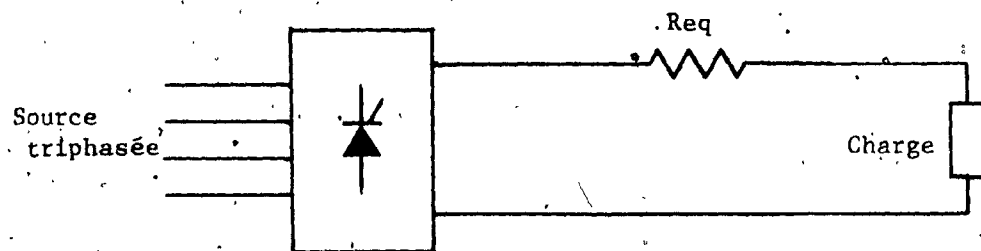


Fig. 1.39 : Modèle simplifié des convertisseurs

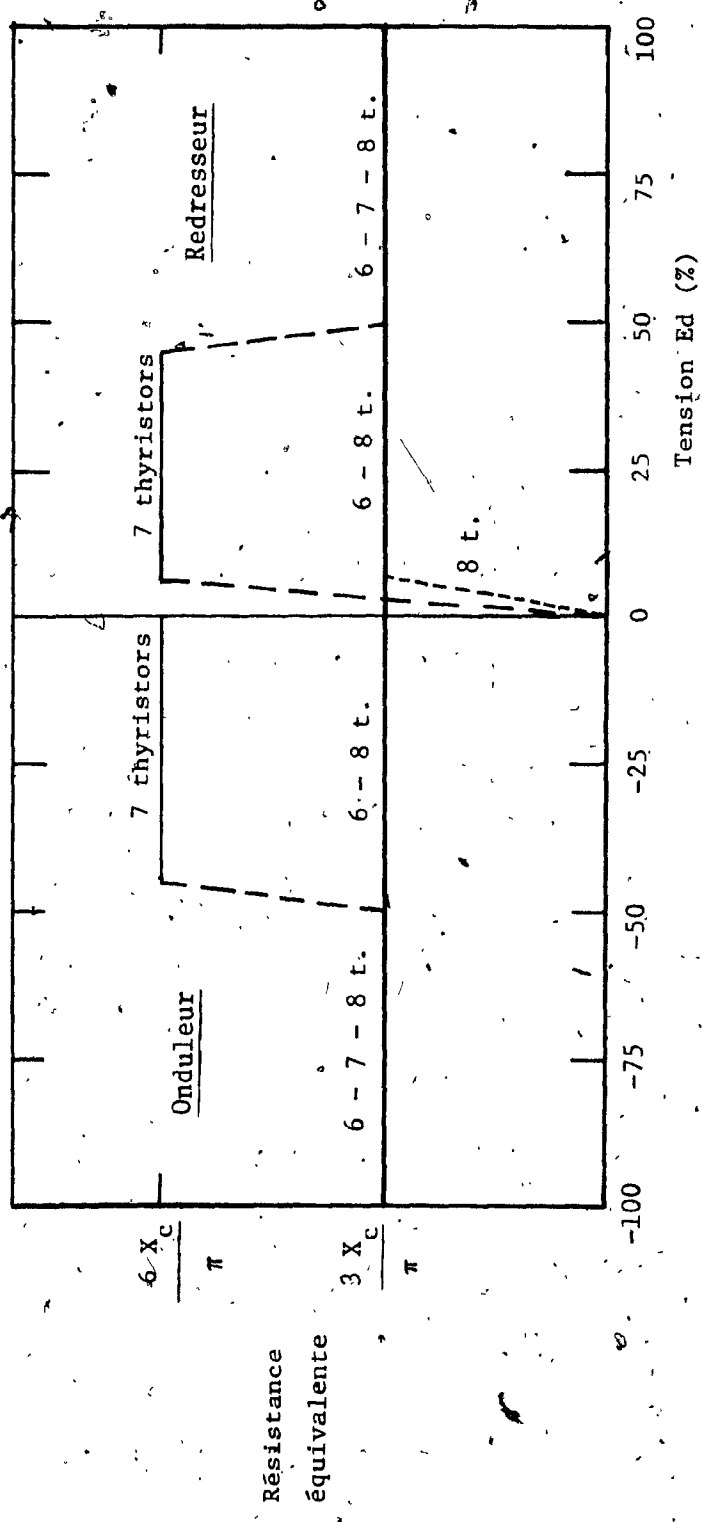


Fig. 1.40 Variation de  $R_{eq}$  en fonction de la tension  $E_d$

Ces variations de la résistance équivalente avec l'angle d'opération, tout particulièrement pour le pont à 7 thyristors, compliquent singulièrement la commande en boucle ouverte de ces convertisseurs. Il n'est plus possible de supposer une valeur unique pour  $R_{eq}$ , mais il devient nécessaire de la mesurer en temps réel.

#### 1.11.5 Conséquences de l'empiètement sur la stratégie de commande et sur la sensibilité aux ratés de commutation

La figure 1.41 illustre la variation des angles d'empiètement pour les trois convertisseurs pour une inductance de source d'environ 3.3%. Cet exemple qui correspond approximativement au circuit rotorique du système d'entraînement décrit au quatrième chapitre, permet de mettre en évidence trois conséquences importantes et néfastes du phénomène d'empiètement:

- la stratégie de commande optimale doit être modifiée
- le pont à 8 thyristors et surtout le pont à 7 thyristors sont, en onduleur, beaucoup plus sensibles aux ratés de commutation que le pont de Graetz
- certaines transitions dynamiques sont impossibles.

En mode redresseur, la stratégie de commande optimale décrite à la section 1.3 demeure inchangée:  $\alpha$  varie de  $0^\circ$  à  $150^\circ$  pour le pont à 8 thyristors et de  $0$  à  $120^\circ$  pour le pont à 7 thyristors; dans les deux cas,  $\delta$  est fixé à  $0^\circ$ . Par contre, en onduleur,  $\alpha$  doit être limité soit à  $\alpha_{lim8}$  ou  $\alpha_{lim7}$ . Ce faisant, pour obtenir une tension continue donnée, il est

Paramètres de calcul:  $E_1: 60\sqrt{3}$  Id: 10 A  
 $X_c: 0.08 \Omega$   $E_d: 140$  V

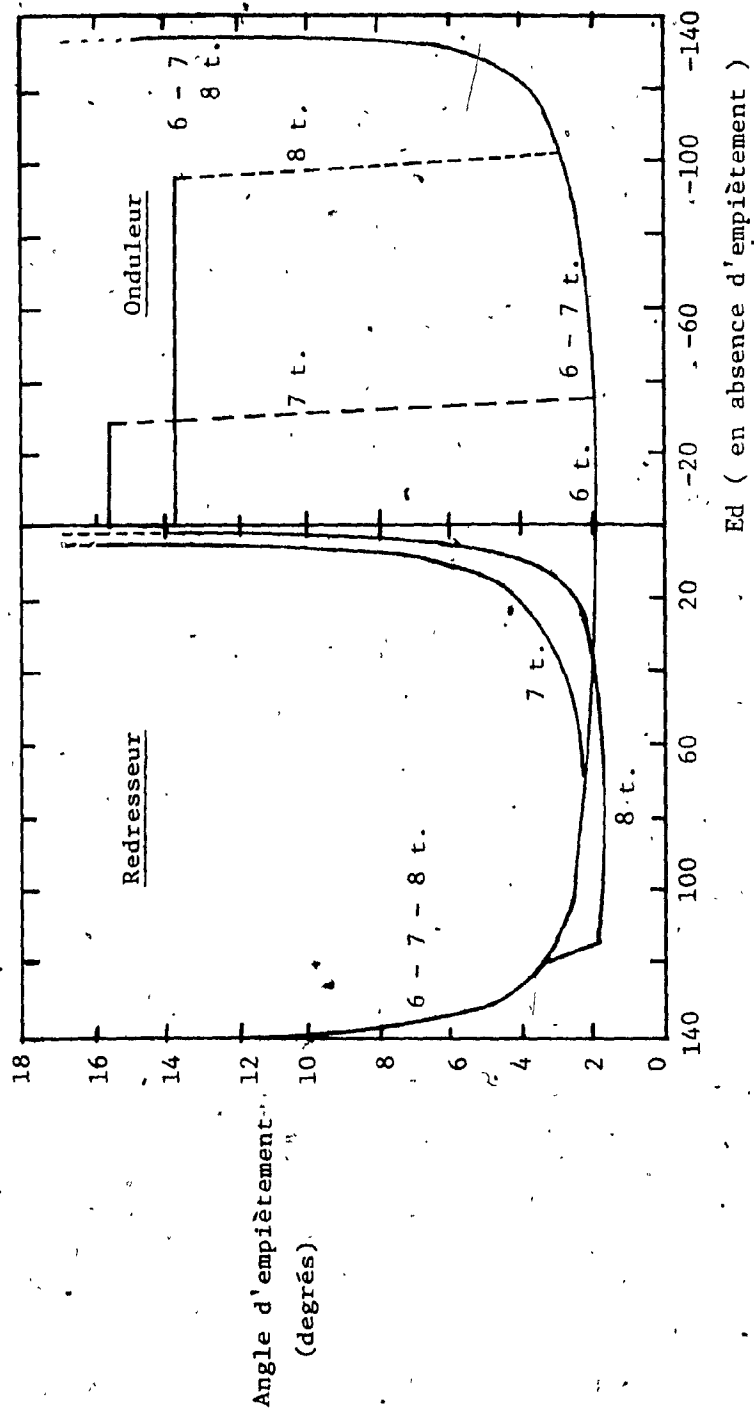


Fig. 1.41: Variation des angles d'empîement en fonction de  $E_d$

nécessaire d'augmenter l'angle  $\delta$  de façon à compenser la diminution de l'angle  $\alpha$ . Ainsi, dans le cas d'un convertisseur à 8 thyristors qui fonctionne en onduleur pour obtenir une tension nulle, il faut que  $\delta$  soit égal à  $\mu_{S_8}$  plutôt qu'à  $0^\circ$ . De plus, il ne faut pas excéder  $\alpha_{lim_8} - 30^\circ$  pour le pont à 8 thyristors et  $\alpha_{lim_7} - 60^\circ$  pour le pont à 7 thyristors. La stratégie optimale devient donc :

pour le pont à 8 thyristors :

$$\text{mode } O_1: \alpha = \alpha_{lim_8}$$

$$\text{et } \mu_{S_8} \leq \delta \leq 60^\circ - \mu_{S_8} \quad (1.11.21)$$

$$\text{mode } O_2: \alpha = \alpha_{lim_8}$$

$$\text{et } 60^\circ - \mu_{S_8} \leq \delta < \alpha_{lim_8} - 30^\circ \quad (1.11.22)$$

$$\text{mode } O_3: \alpha_{lim_8} \leq \alpha \leq \alpha_{lim_6}$$

$$(1.11.23)$$

et pour le pont à 7 thyristors :

$$\text{mode } O_1: \alpha = \alpha_{lim_7}$$

$$\text{et } \mu_{S_7} \leq \delta \leq \alpha_{lim_7} - 60^\circ \quad (1.11.24)$$

$$\text{mode } O_2: \alpha_{lim_7} \leq \alpha \leq \alpha_{lim_6}$$

$$(1.11.25)$$

L'exemple de la figure 1.41 met en lumière l'importance relative des angles de sécurité sur le comportement général des convertisseurs modifiés. Même si les angles de sécurité minimaux,  $\mu_{S_7}$  et  $\mu_{S_8}$  sont très semblables ( $14.7^\circ$  contre  $13.7^\circ$ ), l'effet de l'empiètement sur le pont à 7 thyristors est beaucoup plus désastreux. En effet, dans ce cas, le mode  $O_1$  est réduit de près de 50%;  $\delta$  ne varie plus que de  $14.7^\circ$  à  $35.3^\circ$  plutôt que de  $0$  à  $60^\circ$ .

L'effet est beaucoup moindre sur le pont à 8 thyristors pour les modes  $O_1$  et  $O_2$ ,  $\alpha$  peut varier de  $13.7^\circ$  à  $106.3^\circ$ . Dans le cas du pont à 7 thyristors, une inductance de source même modérément élevée, a pour conséquence de réduire considérablement les avantages gagnés par l'addition d'un septième thyristor.

Une autre conséquence du phénomène d'empiètement est de rendre, en onduleur, les ponts modifiés extrêmement sensibles aux ratés de commutation. Si pour une raison quelconque, le courant  $I_d$  augmente et devient tel que la durée de la commutation excède l'angle de sécurité, il se produit un raté de commutation. Nous sommes ici devant un dilemme: d'un côté accroître les angles de sécurité et réduire d'autant les avantages obtenus par la présence du ou des thyristors auxiliaires ou de l'autre côté, maintenir l'angle de sécurité à la plus petite valeur permmissible et espérer. Une solution possible est de doter la commande du convertisseur d'une limite de courant rapide et efficace qui, dès que le courant tend à excéder une valeur de consigne pré-calculée, modifie l'angle d'allumage pour maintenir le courant à l'intérieur des limites permises.

La dernière conséquence du phénomène d'empiètement est plus subtile: c'est une contrainte sur les transitions des angles d'allumage. Lors de certains changements de la valeur de consigne qui nécessitent le passage d'un point de fonctionnement d'un mode avec opération des thyristors auxiliaires à un mode qui ne les met pas en jeu (par exemple, pour le convertisseur à 8 thyristors, un saut du mode  $O_1$  au mode  $O_3$ ), il est impératif d'éteindre le ou les thyristors auxiliaires avant d'augmenter l'angle  $\alpha$ .



Sinon, un thyristor auxiliaire demeure en conduction de façon permanente.

Qui plus est, pour le convertisseur à 8 thyristors, lors d'un passage direct du mode  $R_3$  au mode  $O_3$ , transition qui peut survenir lors d'une faute du système d'entraînement, il faut s'assurer avant d'éteindre les thyristors auxiliaires que l'angle  $\alpha$  est plus petit que  $150^\circ - \mu_{S_8}$ . Si ce n'est pas le cas, il faut d'abord ramener  $\alpha$  à cette valeur, puis éteindre les thyristors auxiliaires et enfin passer à un point d'opération dans le mode  $O_3$ .

Plusieurs conclusions se dégagent de l'analyse précédente:

- 1<sup>o</sup>: La stratégie de commande optimale doit être modifiée pour tenir compte de l'empiètement.
- 2<sup>o</sup>: Le pont à 7 thyristors est avantageux seulement dans des situations où l'inductance de source est très faible, c'est-à-dire inférieure à 1 ou 2%; le pont à 8 thyristors peut tolérer une impédance plus grande.
- 3<sup>o</sup>: Les angles de sécurité  $\mu_{S_7}$  et  $\mu_{S_8}$  doivent toujours être les plus petits possibles pour conserver les bénéfices apportés par les thyristors auxiliaires.
- 4<sup>o</sup>: En onduleur, les ponts modifiés sont très sensibles aux ratés de commutation dus à des augmentations excessives de  $I_d$ ; la commande doit être dotée d'une limite de courant rapide.
- 5<sup>o</sup>: L'empiètement impose certaines restrictions aux changements dynamiques des angles d'allumage: certaines transitions sont interdites.

### 1.12 Convertisseur classique avec stratégie de commande modifiée

Comme il a été indiqué à la section 1.2.3, deux groupes de chercheurs ont décrit, récemment et de façon indépendante, une stratégie de commande modifiée du pont classique qui permet d'en obtenir les caractéristiques du pont à 7 thyristors [références 13 à 17]. Au lieu d'utiliser  $Q_7$  comme semiconducteur de retour pour obtenir une tension continue toujours positive en redresseur et négative en onduleur, ils utilisent à tour de rôle les autres thyristors principaux. Une jambe complète du convertisseur agit alors comme septième thyristor. Cette stratégie de commande est illustrée à la figure 1.42 pour un angle  $\Omega$  de  $135^\circ$ .

Il est évident que cette technique donnera, de façon globale, les mêmes avantages qu'un septième thyristor. Le gain incontestable de la stratégie de commande est, sans contredit, l'élimination d'un semi-conducteur et de ses circuits auxiliaires : amplificateur de gâchette, circuit amortisseur.

Cependant, ces deux approches quoique similaires, présentent des différences significatives. En premier lieu, on peut se demander s'il est avantageux d'utiliser un pont classique avec stratégie modifiée pour remplacer un convertisseur avec diode de retour. Les tensions de sortie produites par ces deux circuits sont identiques. Le premier requiert une diode additionnelle, tandis que le second exige un circuit de commande beaucoup plus élaboré qui nécessite, à cause de sa complexité, l'emploi presque certain de techniques numériques avancées telle que l'emploi de micro-ordinateurs.

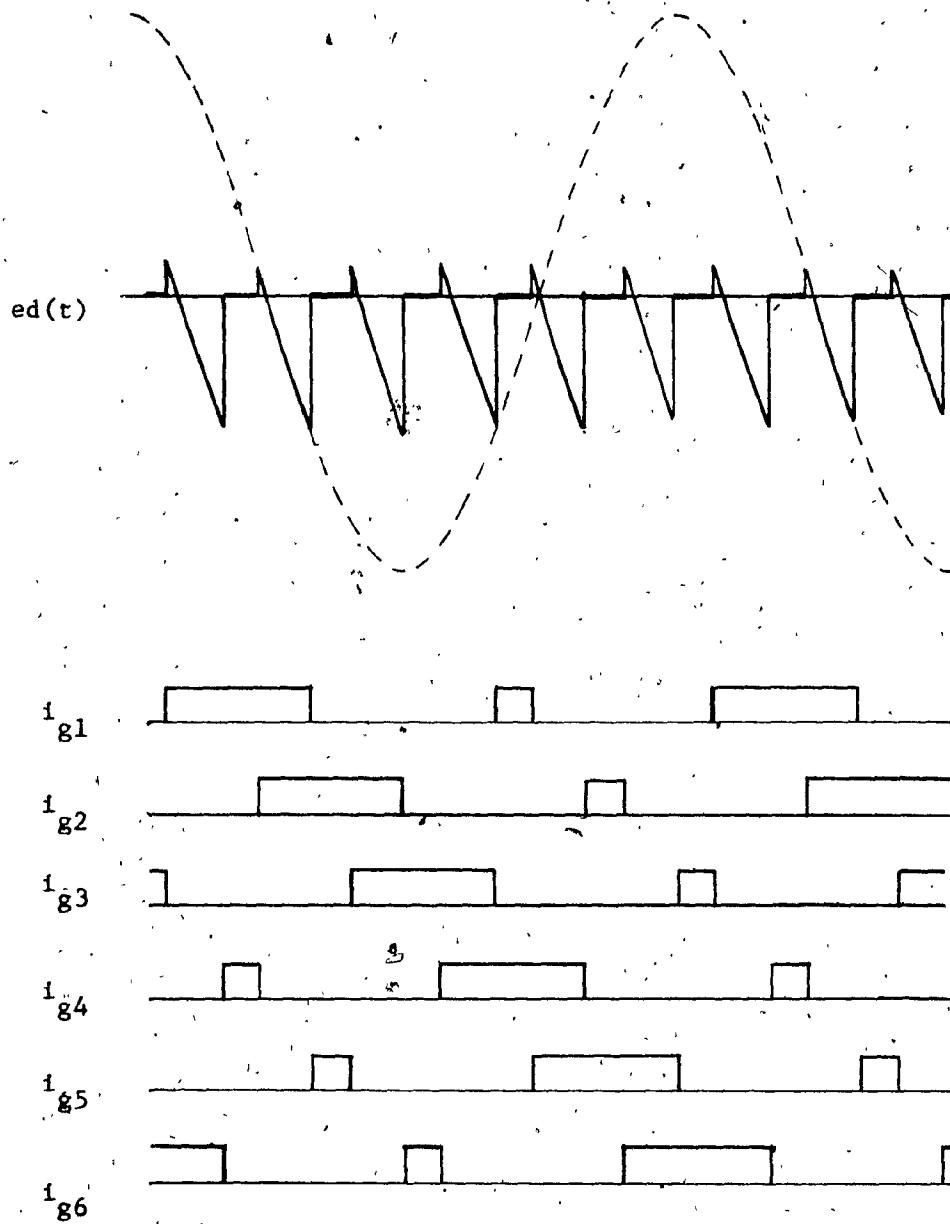


Fig 1.42 : Stratégie de commande modifiée pour le convertisseur classique pour un angle  $\Omega$  de  $135^\circ$  (  $i_{gx}$  : signal de déclenchement )

Cependant, comme la tendance actuelle est de fabriquer des commandes de plus en plus intelligentes, ceci n'est plus un inconvénient majeur.

Dans certaines applications, comme par exemple les systèmes d'entraînement de machines asynchrones à rotor bobiné, il est préférable d'obtenir en redresseur une tension aussi proche de zéro que possible. Le convertisseur à 7 thyristors offre à ce moment-là, une tension minimale qui est égale à une seule tension de seuil plutôt qu'à deux pour le convertisseur à stratégie modifiée ou pour le pont à 8 thyristors. Cet avantage est cependant très marginal.

Par contre, il existe avec la stratégie modifiée un problème qui est jusqu'ici passé inaperçu. Si le convertisseur fonctionne en redresseur à des angles proches de  $120^\circ$  et que  $\alpha$  est plus grand que  $\alpha_{lim}$  (cf. figure 1.38), la commutation n'est jamais complétée et une grande partie du courant circule de façon permanente dans une seule jambe du convertisseur. Les deux thyristors impliqués n'ont généralement pas été prévus pour supporter très longtemps une telle surcharge. Ils risquent d'être détruits à brève échéance. La seule façon sûre d'éliminer ce problème qui peut aussi survenir en onduleur pendant un raté prolongé, est de choisir les six thyristors et leur radiateur de façon à ce qu'ils supportent le plein courant continu. Cela augmente de façon considérable le coût du pont à commande modifiée et le déclasser par rapport au convertisseur à 7 thyristors. Dans ce dernier cas, seul  $Q_7$  doit supporter le plein courant continu.

## COMMANDE DES CONVERTISSEURS

2.1 Introduction

Au premier chapitre, il a été démontré que les convertisseurs modifiés, principalement celui à huit thyristors, présentent des caractéristiques supérieures à celles du convertisseur de Graetz. Cependant, ces circuits ne sont d'aucune utilité à moins qu'une commande, capable à la fois de générer les signaux d'allumage, de linéariser la fonction de transfert et jouissant d'une réponse dynamique adéquate, ne soit disponible. La présence de deux angles d'allumage complètement distincts, sans relation simple entre eux, complique singulièrement la réalisation d'une telle commande. La complexité du problème écarte d'emblée toute solution analogique voire même numérique par logique câblée.

Il a donc fallu élaborer une méthode inédite de commande par micro-ordinateur adaptée aussi bien au pont de Graetz qu'aux convertisseurs modifiés. La première partie de ce chapitre est consacrée à une brève rétrospective des méthodes existantes. Elle est suivie par une description de la nouvelle méthode de commande et subséquemment par celle du micro-ordinateur mis au point pour l'implémenter. Par la suite, une étude rapide du programme précède la liste complète des instructions. Finalement, des résultats expérimentaux sont présentés qui démontrent l'efficacité de la méthode proposée.

## 2.2 Rétrospective des méthodes de commande existantes

Les premières commandes de convertisseurs utilisaient des transistors de type unijonction pour produire les délais d'allumage [22]. Au début des années '70, ceux-ci furent remplacés par des circuits employant une combinaison d'amplificateurs opérationnels et de transistors bipolaires [23]. Dans la plupart de ces circuits, un comparateur déclenchait les thyristors lorsqu'une rampe de tension ou un signal cosinusoidal devenait égal à la tension de consigne [24]. Ces circuits devinrent par la suite disponibles sous la forme de circuits intégrés monolithiques, entre autres, le PA-436 de la compagnie General Electric [22]. Il y a quelques années apparurent des commandes basées sur de la logique câblée [25,26] ou des circuits de verrouillage de phase [27 à 30]. Chacune de ces techniques répondait à des besoins toujours plus pressants de précision, de fiabilité ou de performance globale.

Toutes ces commandes peuvent être divisées en deux grandes catégories [28]:

- commandes "individuelles"
- commandes "équidistantes"

Les commandes individuelles emploient trois ou six circuits identiques pour produire les impulsions d'allumage. Chaque circuit est synchronisé sur le passage à zéro d'une tension de ligne (ou de phase) appropriée, et est responsable du déclenchement d'un ou d'une paire de thyristors. Étant donné que le signal d'allumage de chaque thyristor est dérivé d'une tension alternative, la moindre asymétrie entre les tensions de ligne, ou distorsion dans ces dernières entraîne des angles

d'allumage différents pour chaque thyristor. Ainsi, le délai entre l'allumage de deux thyristors successifs n'est alors plus de 60 degrés, ce qui fait que des harmoniques anormales se retrouvent à la fois dans les courants de ligne et dans la tension continue. Dans des installations de grande puissance, ces harmoniques peuvent créer des problèmes majeurs: bruits, interférences, instabilités..., nécessitant l'addition de filtres coûteux [28].

Ces problèmes peuvent être éliminés par l'emploi de circuits de verrouillage de phase pour produire des impulsions équidistantes. Ce type de commande est particulièrement bien adapté aux lignes de transmission à courant continu [3.30]. L'inconvénient principal de ces circuits est la lenteur de leur réponse dynamique. En effet, à moins de multiplier les composantes, il est difficile d'obtenir des temps de réponse inférieurs à un cycle (16.6 ms) [30].

Depuis 1978, quelques commandes à micro-ordinateur sont apparues. L'une des premières [31] consiste en une combinaison hybride d'un micro-ordinateur et de compteurs externes synchronisés sur le réseau par des circuits à verrouillage de phase. Les impulsions de gâchette sont produites lorsque le contenu de l'un de ces compteurs devient égal à l'angle de consigne fourni par le micro-ordinateur.

Une approche différente a été adoptée par d'autres chercheurs [32 à 35]. Dans ces commandes, le micro-ordinateur compte des délais élémentaires, les additionne, et lorsque le temps requis est écoulé, déclenche les thyristors. Afin d'obtenir une précision acceptable, la

séquence qui compte les délais élémentaires, doit être exécutée tous les 40 à 60 microsecondes ( $\cong 1$  degré) et doit nécessairement avoir un temps d'exécution encore plus court. Ces temps très courts imposent l'utilisation de microprocesseurs bipolaires monolithiques (e.g.: 8 X 300 [34, 35]) ou en tranches (e.g. Am-2900 [32]), ou forcent le concepteur à réduire le programme à sa plus simple expression [33]. Dans les deux premiers cas, la précision obtenue est de l'ordre de 0,75 degré et de seulement 1,5 degré dans le dernier cas. Dans ce type de commande, le micro-ordinateur ne fait que remplacer des compteurs. Il s'agit là d'une extrême sous-exploitation des caractéristiques des micro-ordinateurs.

L'utilisation de minuteries programmables a permis à Fukao et Al. [36] d'éliminer les boucles de comptage. A chaque passage par zéro, un générateur d'intervalle est mis en route avec le délai nécessaire pour déclencher les thyristors à l'instant correct. Lorsque la minuterie passe par zéro, le microprocesseur est interrompu et les thyristors appropriés sont déclenchés.

La précision ne dépend plus, comme dans les commandes précédentes, de la période d'échantillonnage mais de la précision des délais programmés dans les générateurs d'intervalle. Or ces délais doivent être variables; ils dépendent du nombre d'instructions à exécuter dans la séquence d'évaluation des délais et du temps nécessaire pour répondre à une interruption. On ne peut espérer avec ce type de commande une précision supérieure à environ 0,5 à 0,75 degré. De plus, comme chaque passage à zéro est détecté, cette commande doit être classée comme



commande individuelle. Cependant, son grand mérite est d'utiliser un microprocesseur très répandu, le Z80.

La constatation la plus fondamentale qui ressort de l'examen des commandes précédentes, est le fait que leurs auteurs en utilisant le micro-ordinateur soit comme compteur, soit comme monostable programmable, ont essayé d'émuler des schémas de commande habituellement réalisés par de la logique câblée et qu'ils n'ont pas su utiliser au mieux les particularités des microprocesseurs et de leurs circuits auxiliaires.

Il n'apparaît pas évident à l'auteur que des solutions bien adaptées à la logique câblée soient intégralement transférables à la technologie des micro-ordinateurs, ceux-ci possédant des caractéristiques intrinsèques essentiellement différentes, sans diminution de l'efficacité des produits finis. Si elles doivent produire des performances aussi bonnes ou meilleures que les circuits qu'elles remplacent, les commandes à micro-ordinateurs doivent être conçues en fonction des caractéristiques propres à ceux-ci et à leurs circuits périphériques.

### 2.3 Méthode de commande équidistante

Jusqu'à présent, personne n'avait encore décrit une commande pour les ponts modifiés. Il a donc fallu élaborer une méthode inédite adaptée aux algorithmes définis au premier chapitre. De plus, il était primordial que les caractéristiques de la commande finale soient comparables à celles des circuits actuellement disponibles, sinon meilleurs. Entre autres choses, on désirait un temps de réponse inférieur à 10 ms, une précision sur les instants d'allumage supérieure à 0,25 degré et une commande de type équidistante. Finalement, pour fins d'expérimentation, on devait pouvoir choisir, à l'aide de commutateurs externes, la commande correspondant à un des trois convertisseurs déjà décrits, ou encore au convertisseur de Graetz non-linéarisé. La méthode de déclenchement proposée ici est applicable non seulement aux ponts modifiés et au pont de Graetz, mais aussi à des convertisseurs de 12 impulsions, à des gradateurs [39], etc. Cette méthode serait difficilement réalisable autrement que par micro ou mini-ordinateur.

Dans les commandes existantes, les angles d'allumage sont généralement définis par rapport au passage par zéro des tensions alternatives. La valeur des angles d'allumage est modifiée en variant l'intervalle de temps entre le signal produit par le détecteur de zéro et le déclenchement d'un thyristor. Durant une transitoire, l'intervalle entre deux déclenchements successifs n'est plus de soixante degrés, mais plus court si  $\alpha$  diminue ou plus long s'il augmente. Cela est vrai que la commande soit du type individuel ou équidistant. Rappelons cependant que pour les commandes équidistantes, en régime permanent, les intervalles entre deux

déclenchements successifs, sont d'exactement 60 degrés.

Il est possible d'obtenir un réglage tout aussi efficace de l'angle d'allumage en modifiant directement l'intervalle de temps entre deux déclenchements successifs plutôt que l'intervalle entre un passage par zéro et l'instant de déclenchement. C'est là la base de la méthode qui est proposée ici.

Ainsi si, par exemple, l'intervalle entre deux déclenchements successifs, intervalle dénoté  $\Delta$  dans la suite de ce texte, est momentanément réduit de 60 à 40 degrés, l'angle  $\alpha$  est de ce fait, ramené de 20 degrés ou si, au contraire,  $\Delta$  est momentanément de 100 degrés, le déclenchement des thyristors est retardé de 40 degrés supplémentaires. Cette méthode de commande est illustrée à la figure 2.1. Dans cet exemple,  $\alpha$  passe de 83 à 105 degrés lorsqu'un intervalle entre deux déclenchements est allongé de 60 à 82 degrés.

Il est, bien entendu, nécessaire de synchroniser les instants d'allumage avec les tensions de ligne. En effet, puisqu'il est impossible d'obtenir des générateurs d'intervalle programmables qui produisent des délais d'exactement 60 degrés, l'angle  $\alpha$  dérive très lentement mais continuellement de sa valeur de consigne. De temps à autre, il s'avère nécessaire d'effectuer des corrections mineures afin de maintenir  $\alpha$  en synchronisme avec le réseau dont la fréquence peut d'ailleurs changer légèrement elle aussi. De plus au démarrage, un moyen pour verrouiller l'angle d'allumage est indispensable. Ces problèmes peuvent être résolus, en mesurant, lors du déclenchement d'un thyristor donné, le délai écoulé

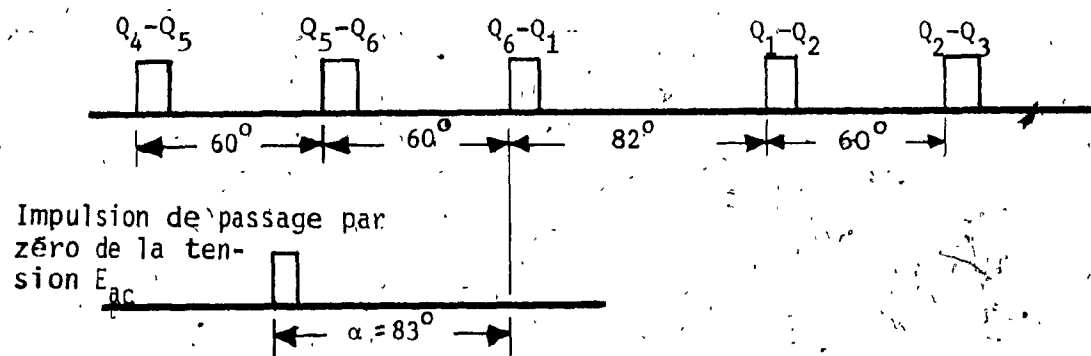


Fig. 2.1 : Méthode de déclenchement équidistante

depuis le dernier passage à zéro d'une tension de ligne. Si la tension de ligne appropriée est choisie, ce délai est égal à  $\alpha$ . Ainsi, pour l'exemple précédent, lors de l'allumage de la paire  $Q_0$  et  $Q_1$ , le délai écoulé depuis le dernier passage à zéro de la tension  $E_{ac}$  doit être égal à  $\alpha$  soit, ici, 83 degrés. L'erreur de phase peut être calculée, en comparant à cet instant, la valeur désirée au délai écoulé. L'erreur ainsi calculée est utilisée pour corriger l'intervalle  $\Delta$  qui suit et ramener l'angle d'allumage à sa valeur exacte.

Avec cette méthode, il est possible d'obtenir n'importe quelle valeur pour  $\alpha$  dans un minimum de temps. Pour accroître  $\alpha$ , il suffit d'augmenter  $\Delta$  de la différence entre la nouvelle valeur et la valeur en cours; le temps de réponse est alors essentiellement fixé par le délai inhérent à tout retard de phase. Par contre, lorsqu' $\alpha$  est diminué de plus de 60 degrés, il faut procéder par étapes successives. En effet, il est très difficile d'obtenir des délais négatifs, ce qui équivaldrait à omettre le déclenchement d'un ou plusieurs thyristors. En fait pour éviter des conflits au niveau du logiciel,  $\Delta$  doit avoir une borne inférieure qui a été fixée à 15 degrés pour la commande décrite ici. Pour ramener, par exemple,  $\alpha$  de 165 à 0 degrés (cas extrême), il suffit de produire trois intervalles de 15 degrés suivi d'un intervalle de 30 degrés. A la fin de ces quatre intervalles, 75 degrés plus tard,  $\alpha$  aura atteint la valeur désirée. Même si une diminution de 165 degrés requiert quatre intervalles, il n'en demeure pas moins qu'un tel changement est complété en un temps plus court que le cas inverse (augmentation de 165° de l'angle) qui lui, se fait en une seule étape, mais demande 165 degrés.

## 2.4 Description des circuits de la commande

### 2.4.1 Introduction

Avant d'entreprendre l'étude du logiciel qui a été développé pour implémenter la méthode exposée à la section précédente, il est préférable, tout d'abord, de décrire le micro-ordinateur et ses circuits auxiliaires. Ces derniers, au nombre de quatre, servent d'interface entre l'utilisateur, l'alimentation triphasée, les thyristors et le micro-ordinateur; ce sont: le circuit de logique externe, le circuit sentinelle, les amplificateurs de gâchette et le détecteur de zéro.

### 2.4.2 Le micro-ordinateur

Le schéma du micro-ordinateur apparaît à la figure 2.2. Il est constitué d'un microprocesseur à 8 bits (6502), d'une mémoire vive de 128 bytes (6810), d'une mémoire morte de 2 Kbytes (2 X 2708 ou 1 X 2716), de deux circuits périphériques (6522) et de circuits auxiliaires: horloge (7404 - 7474), décodeur des lignes d'adresse (74LS00) et remise à zéro (555).

Chaque 6522 contient, entre autres choses, deux minuteries programmables de 16 bits et deux ports d'entrée-sortie de 8 bits. Un premier port est utilisé pour lire la tension désirée, le second pour faire la sélection des thyristors principaux, le troisième sert au choix du convertisseur et au déclenchement des thyristors auxiliaires et enfin le quatrième est libre. La première minuterie de chacun des deux 6522 est programmée en générateur d'intervalle et produit sur sa broche PB-7, une

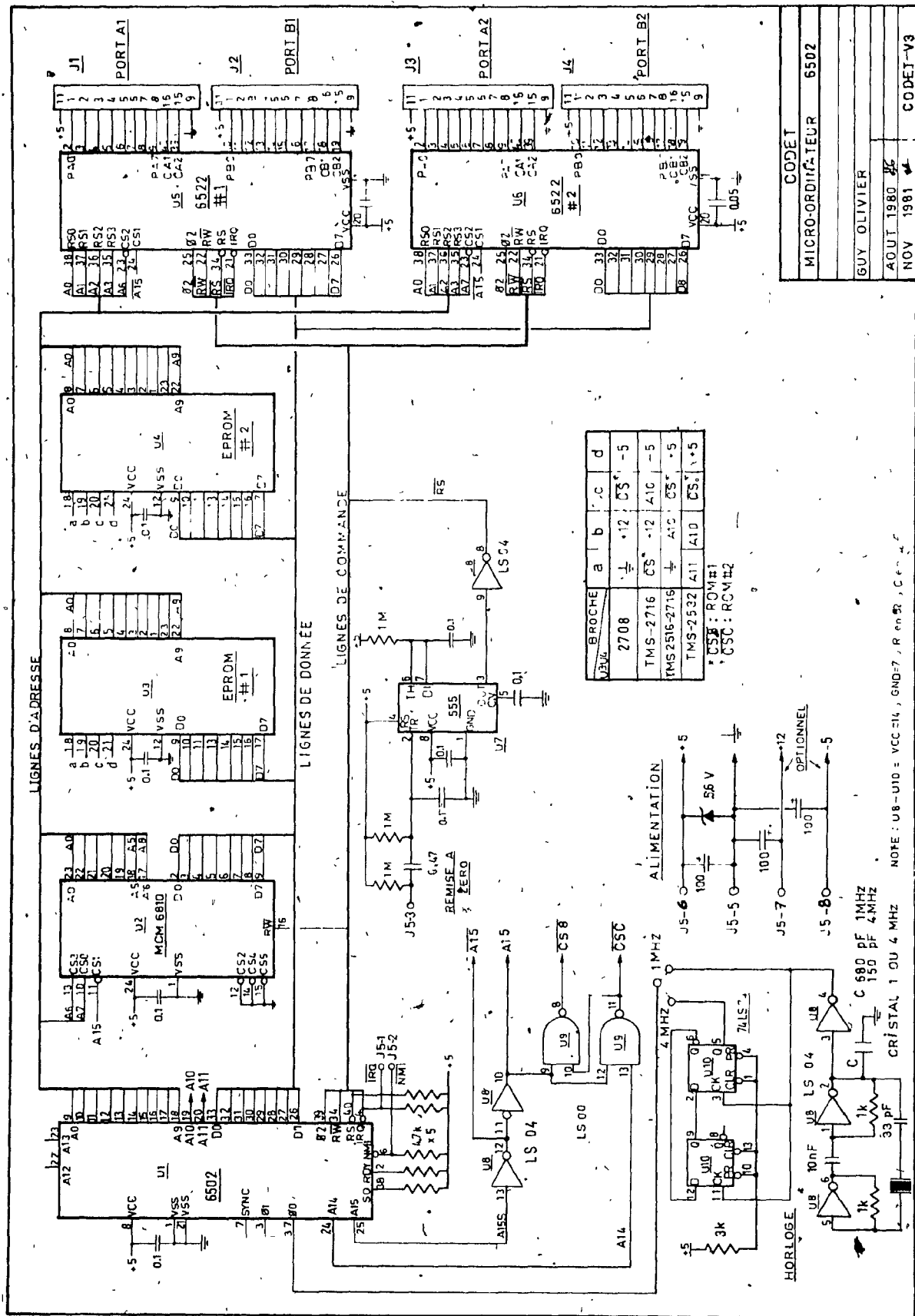


Fig. 2.2 : Micro-ordinateur

onde carrée dont la demi-période fait en régime permanent 60 degrés. La deuxième minuterie du premier 6522 est mise en route lors des passages à zéro de la tension de ligne Eac par une interruption sur la broche NMI, et permet de synchroniser la commande.

### 2.4.3 Logique externe

Le schéma du circuit de logique externe apparaît à la figure 2.3. Ce circuit est essentiellement un circuit d'interface entre les amplificateurs de gâchette, le circuit sentinelle et le micro-ordinateur.

Sa fonction principale est de déclencher les thyristors aux instants appropriés. Pour les thyristors principaux, ce rôle est assumé par le 74273 ainsi que le différentiateur composé d'une partie du 7486 et d'un demi 7474. Lorsque le programme a déterminé la prochaine paire de thyristors à déclencher, il met les bits correspondants du port PBI à l'état logique 1. A la fin du délai  $\Delta$ , le générateur d'intervalle inverse l'état de la broche PBI-7. Cette transition est détectée par le circuit différentiateur et commande le transfert des signaux du port PBI à la sortie des registres du 74273, ce qui déclenche une nouvelle paire de thyristors.

Un circuit similaire est utilisé pour déclencher les thyristors auxiliaires. Il est composé d'un deuxième différentiateur de portes et (7408) et de deux bascules de type D (7474). Ainsi, lorsque l'intervalle  $\Delta$  correspondant au thyristor Q7 ou Q8 se termine, la sortie d'une des deux bascules passe à l'état 1 et déclenche le thyristor auxiliaire





qui lui est associé. Le choix des thyristors auxiliaires se fait via les broches PB2-5 et PB2-6. Les thyristors sont éteints lorsqu'un thyristor principal est allumé. Leur extinction est assurée par un ensemble de portes (7400; 7486) qui remettent à zéro une des deux bascules D.

Afin de protéger les thyristors et la charge, soit lors de la mise en marche du système, soit lors d'un mauvais fonctionnement du microprocesseur ou encore lors d'une perte de synchronisme, tous les thyristors auxiliaires sont automatiquement éteints lorsqu'une des conditions précédentes est détectée. Dans ce but, lors d'une perte de synchronisme ou lors de la mise en marche du système, le micro-ordinateur maintient la broche PB2-5 à l'état 1 durant près d'une seconde ce qui interdit le déclenchement de tous les thyristors. Finalement, le circuit sentinelle contrôle le bon fonctionnement du microprocesseur et s'il vient à détecter une panne, inhibe lui aussi le déclenchement des thyristors. Une diode photo-émissive avertit l'utilisateur si, pour quelque raison, le déclenchement des thyristors est arrêté.

#### 2.4.4 Les amplificateurs de gâchette

Les amplificateurs de gâchette, figure 2.4, au nombre de 8, produisent les trains d'impulsions qui, appliqués aux gâchettes de thyristors, les déclenchent. Chaque impulsion individuelle a une durée de 20 microsecondes et une nouvelle impulsion est produite à toutes les 200 microsecondes. Ce cycle a été choisi afin d'éviter toute saturation des transformateurs d'impulsion. Un circuit 555, monté en générateur d'onde, produit les impulsions qui sont par la suite façonnées pour obtenir la



forme idéale, par un circuit composé des deux transistors  $Q_1$  et  $Q_2$  et d'un réseau RC [37]. Le générateur d'onde est mis en marche lorsqu'un signal apparaît à la broche 4 du 555. Ce signal provient du circuit de logique externe et est amené aux amplificateurs de gâchette par un opto-coupleur.

Un bloc d'alimentation isolé fournit les deux tensions nécessaires à l'opération de ces circuits. Cette mesure associée à l'utilisation d'opto-coupleurs et de transformateurs d'impulsions isole complètement la commande des composantes de puissance et la protège efficacement contre toute défaillance des thyristors.

#### 2.4.5 Circuit sentinelle

Le rôle du circuit sentinelle, figure 2.5, est de protéger la commande contre tout mauvais fonctionnement du micro-ordinateur, principalement contre des ratés causés par des bruits, une perte momentanée de l'alimentation, etc. Le circuit sentinelle, composé de deux monostables (74123), réinitialise le micro-ordinateur et inhibe le déclenchement de tous les thyristors si pendant plus de 100 ms aucune transition négative n'est détectée sur la broche PB2-5 qui commande le thyristor  $Q_6$ . Le circuit tente à tous les 16,6 ms de réinitialiser le micro-ordinateur tant et aussi longtemps que ce dernier ne se remet pas en marche et, du même coup, permet la mise en route automatique de la commande.

#### 2.4.6 Détecteur de zéro

Le circuit détecteur de zéro apparaît à la figure 2.6 [38]. Ce

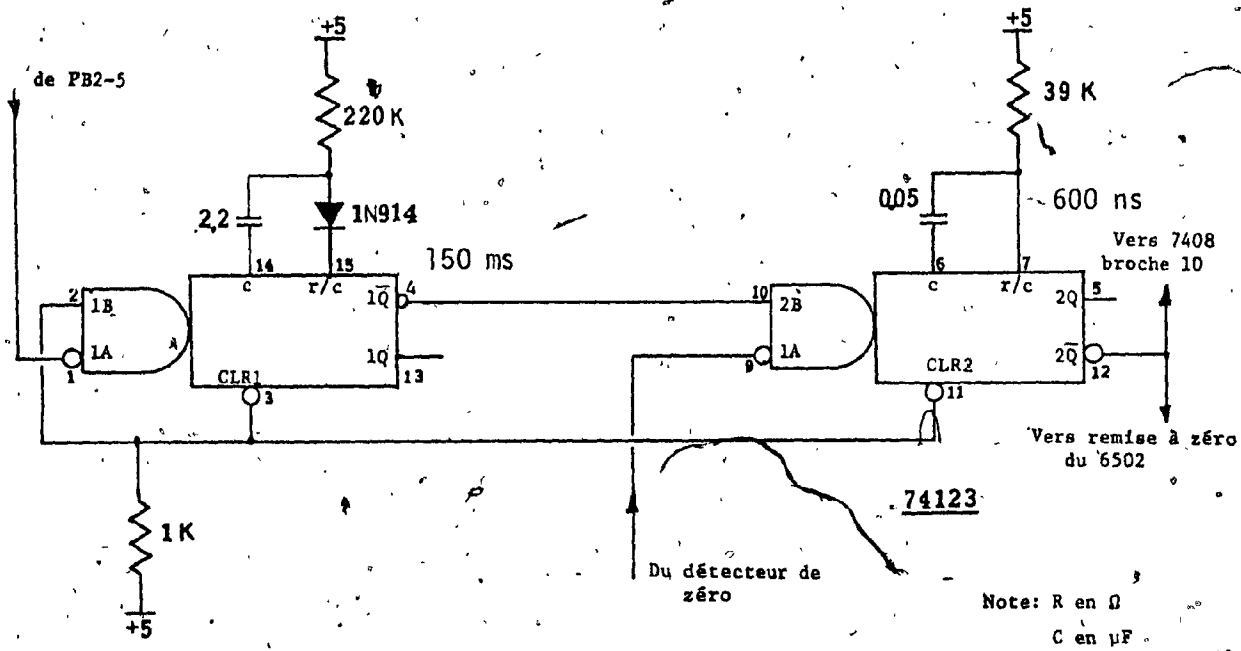


Fig. 2.5 : Circuit sentinelle



circuit génère une impulsion dont la transition négative survient à l'instant où la tension de ligne Eac devient positive. Un peu avant que la tension Eac ne devienne positive, le photo-transistor sort de conduction et déclenche deux monostables (74221). Le premier a une période de 330 degrés et empêche tout déclenchement intempestif du second durant la plus grande partie du cycle qui suit. Le second est ajusté de façon à ce que la transition négative de l'impulsion qu'il produit survienne au moment du passage par zéro de Eac. Le potentiomètre  $R_1$  est d'ailleurs le seul et unique ajustement de toute la commande.

## 2.5 Logiciel.

### 2.5.1 Introduction

Cette section décrit le logiciel de la commande. Celui-ci se divise en cinq entités distinctes:

- programme principal;
- programme d'interruption par les minuteriers;
- programme d'interruption par le détecteur de zéro;
- séquence d'initialisation;
- tables de linéarisation et de conversion.

Afin de simplifier la compréhension du logiciel, la description suit l'ordre de la liste des instructions qui se retrouve à la section suivante.

### 2.5.2 Programme principal

#### a) Description générale

Les fonctions du programme principal sont multiples. Tout d'abord, il détermine le type de convertisseur et la tension désirée (fichier: Tension et mode). Les angles d'allumage qui correspondent à la tension et au convertisseur choisis, sont ensuite obtenus à partir des tables de linéarisation (fichiers: Convertisseur classique; Convertisseur classique non-linéarisé; Convertisseur à 7 thyristors; Convertisseur à 8 thyristors). Par la suite, le programme vérifie, lors de changement de mode, s'il y a possibilité de transitions dangereuses (fichier Continu); si c'est le cas, des mesures correctives sont prises (fichier Danger). Finalement, les prochains intervalles entre l'allumage de deux paires de thyristors principaux (Générateur  $T_1$ ) ou auxiliaires (Générateur  $T_2$ )



sont calculées au moyen du sous-programme commun: Calcul des intervalles.

Chacun des fichiers mentionnés sera maintenant décrit de façon plus détaillée. Il est suggéré au lecteur avant de poursuivre la lecture de ces descriptions d'étudier la liste des instructions.

#### b) Tension et mode

Le programme détermine d'abord si l'ancienne valeur de la tension est conservée ou si la tension doit être lue sur le port A<sub>1</sub>. Le choix d'une lecture momentanée ou continue qui se fait par la broche PB2-4, est utile pour étudier le fonctionnement dynamique du convertisseur. Après avoir lu la tension, le programme lit les commutateurs qui indiquent le type de commande désiré, et saute à la séquence appropriée:

- Convertisseur classique;
- Convertisseur classique non-linéarisé;
- Convertisseur à 7 thyristors;
- Convertisseur à 8 thyristors.

Sauf dans le cas du convertisseur non-linéarisé, ces programmes déterminent la valeur des angles  $\alpha$  et  $\Delta$  qui correspondent à la tension lue sur le port A<sub>1</sub> et au convertisseur choisi. Ces valeurs sont obtenues au moyen de diverses tables (TAB1 à TAB5) qui linéarisent les fonctions de transfert des convertisseurs. De plus, ces programmes incorporent les angles de sécurité nécessaires afin d'empêcher tout râté de commutation. Dans le cas du convertisseur classique non-linéarisé, la valeur lue sur le port A<sub>1</sub> correspond à l'angle désiré. Dans tous les cas, si le nom-

bre lu sur le port  $A_1$  est  $FF_{16}$ , le convertisseur fonctionne en redresseur et à pleine tension; 00 indique l'inverse (plein onduleur) et finalement  $80_{16}$ , une tension continue nulle.

c) Fichier "Cont."

Après avoir déterminé les angles  $\alpha$  et  $\Delta$ , le programme vérifie si, pour les convertisseurs à 7 et à 8 thyristors, des transitions interdites risquent de se produire. Si oui, il y a saut au sous-programme danger qui prend les mesures correctives appropriées. Sinon, le programme calcule successivement le prochain intervalle entre l'allumage de deux thyristors principaux (sous-programme "Primo") et deux thyristors auxiliaires (sous-programme "Seco"). C'est la fin de la boucle du programme principal.

d) Générateur d'intervalle  $T_1$  (sous-programme "Primo")

Ce sous-programme après avoir inhibé les interruptions par la minuterie  $T_1$ , obtient via le sous-programme "transfert", la valeur de l'angle  $\alpha$  en cours et s'il y a lieu l'erreur de synchronisation, ces deux valeurs ayant été précédemment calculées par le sous-programme d'interruption. Par la suite, par un appel au sous-programme "calcul des intervalles", la valeur du prochain intervalle est obtenue. Si cet intervalle est différent de 60 degrés, le délai équivalent en microsecondes est chargé dans les registres de  $T_1$ . Dans ce dernier cas, un indicateur est laissé au programme d'interruption.

e) Générateur d'intervalle  $T_2$  (sous programme "Séco")

Ce sous-programme est identique au précédent sauf qu'au lieu de déterminer le délai entre deux thyristors principaux, il calcule l'intervalle entre deux déclenchements des thyristors auxiliaires.

f) Calcul des intervalles (sous-programme "Délai")

Ce sous-programme compare l'angle désiré ( $\alpha$  ou  $\Delta$ ) à l'angle en cours et calcule le prochain intervalle  $\Delta$ , en fonction de la différence entre ces deux valeurs. Si la différence est nulle,  $\Delta$  est fixé à 60 degrés. Si elle est positive, le prochain intervalle est égal à 60 degrés plus la différence et enfin, si elle est négative,  $\Delta$  est fixé à 60 degrés moins la différence avec une limite inférieure de 15 degrés. Dans le cas où  $\Delta$  devrait être plus petit que 15 degrés, l'angle est corrigé par étapes successives. Si la valeur du prochain intervalle est différente de 60 degrés ou s'il y a une erreur de phase à corriger, la valeur en microsecondes de cet intervalle est obtenue à partir de tables de conversions (TABL et TABH). Finalement, s'il y a lieu, l'erreur de phase lui est additionnée. C'est ce dernier résultat qui sera chargé dans le registre de  $T_1$  ou de  $T_2$ .

g) Sous-programme "Danger"

Ce sous-programme appelé seulement lors de transitions dangereuses, s'assure en premier lieu (si nécessaire) de ramener l'angle  $\alpha$  à  $135^\circ$ . Par la suite, il éteint les thyristors auxiliaires. La modification de l'angle  $\alpha$  se fait par un appel au sous-programme "Primo" et l'extinction des thyristors auxiliaires par un accès direct aux broches PB2-5 et PB2-6.

qui commandent le déclenchement de ces dispositifs.

#### h) Sous-programme "transfert"

Comme son nom l'indique, ce sous-programme transfère au programme principal, la valeur de l'angle  $\alpha$  ou  $\Delta$  en cours ainsi que la valeur de la dernière erreur de phase calculée.

### 2.5.3 Programme d'interruption par les minuterics

#### a) Description générale

Ce programme est exécuté à chaque fois qu'un thyristor principal ou auxiliaire est déclenché. Après avoir sauvegardé les différents registres utiles, le programme détermine si l'interruption provient de  $T_1$  ou de  $T_2$ . Après un saut à la séquence appropriée, les prochains thyristors à allumer sont déterminés et les codes appropriés placés sur le port  $B_1$  ou  $B_2$ . A toutes les six interruptions, il y a calcul de l'erreur de phase par des appels à une suite de sous-programmes ( $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$ , CER, FSYN). Finalement, le programme remet 60 degrés dans les registres tampons de  $T_1$  ou de  $T_2$  et récupère les registres principaux avant de retourner au programme principal.

#### b) Interruption par $T_1$

Cette séquence d'instructions sauvegarde les différents registres principaux du microprocesseur en les transférant sur la pile, détermine l'origine de l'interruption et exécute un saut à la séquence appropriée: "Interruption par  $T_1$ " ou "Interruption par  $T_2$ ".

c) Interruption par  $T_1$

Cette séquence d'instruction est exécutée lorsqu'une paire de thyristors principaux vient d'être déclenchée par le passage à zéro du générateur d'intervalle  $T_1$ . La première tâche effectuée est la mise à jour du compteur de séquence des thyristors. Par la suite, la prochaine paire de thyristors principaux à déclencher est déterminée par une lecture de la table SEQD. Si c'est la séquence no.1, l'erreur de phase est calculée par des appels à une suite de sous-programmes:  $T_3$ ,  $T_1$ , CER, FSYN. Enfin, les indicateurs sont enlevés, un nombre correspondant à une durée de 60 degrés est placé dans les registres tampons du générateur d'intervalle  $T_1$  et les registres principaux sont récupérés.

d) Interruption par  $T_2$

Cette séquence d'instructions est exécutée lors du déclenchement d'un thyristor auxiliaire et diffère de la précédente seulement par le choix (ou l'absence) du prochain thyristor auxiliaire à allumer qui dépend du convertisseur choisi.

e) Lecture du générateur d'intervalle  $T_3$

Ce sous-programme permet d'obtenir le temps écoulé depuis la dernière interruption du détecteur de zéro. Ce laps de temps est tout simplement obtenu par une lecture des registres compteurs du générateur d'intervalle  $T_3$ .

f) Lecture du générateur d'intervalle  $T_1$ ; Lecture du générateur d'intervalle  $T_2$

Ces sous-programmes exécutés lors du calcul de l'erreur de phase permettent d'obtenir le temps écoulé à partir de l'instant du déclenchement d'un thyristor principal ( $T_1$ ) ou auxiliaire ( $T_2$ ). Le calcul du laps de temps écoulé se fait en soustrayant du contenu des registres tampons du générateur d'intervalle le contenu des registres compteurs de ces mêmes générateurs.

g) Calcul de l'erreur de phase (sous-programme CER).

L'erreur de phase est égale à la différence entre le délai écoulé depuis la dernière interruption du détecteur à zéro et la valeur désirée de l'angle  $\alpha$  et  $\Delta$  à l'instant du déclenchement du dernier thyristor. Le délai écoulé entre l'instant de la dernière interruption par le détecteur de zéro et l'instant de déclenchement du dernier thyristor est d'abord obtenu en soustrayant le temps écoulé depuis le dernier déclenchement de la valeur lue sur la minuterie  $T_3$ . Par la suite, le délai théorique qui devrait s'être écoulé, est calculé à partir de la valeur  $\alpha$  ou  $\Delta$  en cours et des tables de conversion degrés-microsecondes. La valeur de l'erreur est finalement déterminée en soustrayant le délai écoulé de la valeur désirée. En régime permanent, cette erreur est très petite (moins de 10 microsecondes). Par contre au démarrage, elle est quelconque. Aussi, pour ne pas produire d'intervalles négatifs, on s'assure que l'erreur est toujours positive ou supérieure à -45 degrés. Sinon, on lui additionne 360 degrés. De plus, si l'erreur est supérieure à  $\pm 4$  degrés, l'indicateur de synchronisme prend la valeur FF. Par après, la valeur

de l'erreur est passée à travers un filtre passe-bas, dont la présence est justifiée plus loin dans ce chapitre. Finalement, un indicateur est laissé pour indiquer qu'une erreur de phase a été calculée.

#### h) Phase verrouillée? (sous-programme FSYN)

Ce sous-programme surveille les indicateurs de synchronisme laissés par le sous-programme "calcul de l'erreur de phase" pour chacun des deux angles  $\alpha$  et  $\delta$ . Si l'un ou l'autre de ces deux indicateurs a la valeur  $FF_{16}$ , le sous-programme inhibe le déclenchement de tous les thyristors pendant environ 1/2 seconde en plaçant la broche PB2-3 à l'état 1. On considère la commande hors de synchronisme si l'erreur de phase est plus grande que  $\pm 4$  degrés.

#### 2.5.4 Interruption par le détecteur de zéro

Les passages à zéro de la tension  $E_{ac}$  provoquent à tous les cycles une interruption non-masquable. Le sous-programme d'interruption ne fait que repartir la minuterie  $T_3$  en la rechargeant avec  $FFFF_{16}$ .

#### 2.5.5 Séquence d'initialisation

Lors de la mise en marche du micro-ordinateur, une initialisation de différents registres, des minuteries et de certaines adresses de mémoire est nécessaire. C'est là la fonction de la séquence d'initialisation.

#### 2.5.6 Tables

Les tables, au nombre de neuf, se répartissent en trois types:

- TAB1 à TAB5 : tables de linéarisation qui contiennent pour un convertisseur donné les angles d'allumage correspondant à la tension désirée;
- TABL - TABH : tables de conversion qui contiennent respectivement l'octet inférieur et l'octet supérieur de la valeur en microsecondes correspondant à des angles de 1 à 128 degrés;
- TSP - TSA : Tables des séquences d'allumage qui indiquent les paires de thyristors principaux à déclencher et pour le convertisseur à 8 thyristors l'ordre d'allumage des thyristors auxiliaires.



## 2.6 LOGICIEL DE COMMANDE DES THYRISTORS

## ASSIGNATION DE LA MEMOIRE

ADRESSES	DESCRIPTION
0000 - 003F	INEXISTANT
0040 - 004F	6522 #1
0050 - 007F	INEXISTANT
0080 - 008F	6522 #2
0090 - 00BF	INEXISTANT
00C0 - 00FF	MEMOIRE VIVE, PAGE ZERO
0100 - 01BF	INEXISTANT
01C0 - 01FF	MEMOIRE VIVE, PILE
0200 - AFFF	INEXISTANT
B000 - BFFF	MEMOIRE MORTE #1
C000 - EFFF	INEXISTANT
F000 - FFFF	MEMOIRE MORTE #2

## ASSIGNATION DE LA PAGE ZERO

ADRESSE	NOM	DESCRIPTION
C0	ANGLU,0	ALPHA DESIRE
C1	ANGLU,1	DELTA DESIRE
C2	ANGLA,0	ALPHA EN COURS, PROGRAMME PRINCIPAL
C3	ANGLA,1	DELTA EN COURS, PROGRAMME PRINCIPAL
C4	ANGLP,0	PROCHAIN ALPHA
C5	ANGLP,1	PROCHAIN DELTA
C6	ANGEC,0	ALPHA EN COURS, PROGRAMME D'INTERRUPTION
C7	ANGEC,1	DELTA EN COURS, PROGRAMME D'INTERRUPTION
C8	FAN1,0	IND. ERREUR DE PHASE SUR ALPHA CALCULEE
C9	FAN1,1	IND. ERREUR DE PHASE SUR DELTA CALCULEE
CA	FAN2,0	IND. INTERVALLE CALCULE (ALPHA)
CB	FAN2,1	IND. INTERVALLE CALCULE (DELTA)
CC	FAN3,0	IND. INTERVALLE PRET POUR INT.(ALPHA)
CD	FAN3,1	IND. INTERVALLE PRET POUR INT. (DELTA)
CE	EREUR,0	IND. DE SYNCHRONISME (ALPHA)
CF	EREUR,1	IND. DE SYNCHRONISME (DELTA)
D0	ERL,0	ERREUR SUR ALPHA, OCTET INF., PR. PRINC.
D1	ERL,1	ERREUR SUR DELTA, OCTET INF., PR. PRINC.
D2	ERH,0	ERREUR SUR ALPHA, OCTET SUP., PR. PRINC.
D3	ERH,1	ERREUR SUR DELTA, OCTET SUP., PR. PRINC.
D4	ERRL,0	ERREUR SUR ALPHA, OCTET INF., PR. D'INT.
D5	ERRL,1	ERREUR SUR DELTA, OCTET INF., PR. D'INT.
D6	ERRH,0	ERREUR SUR ALPHA, OCTET SUP., PR. D'INT.
D7	ERRH,1	ERREUR SUR DELTA, OCTET SUP., PR. D'INT.
D8	DELP,0	INTERVALLE EN DEGRES (ALPHA)
D9	DELP,1	INTERVALLE EN DEGRES (DELTA)
DA	DELPL,0	INTERVALLE EN MICROSEC., OCT.INF., ALPHA
DB	DELPL,1	INTERVALLE EN MICROSEC., OCT.INF., DELTA
DC	DELPH,0	INTERVALLE EN MICROSEC., OCT.SUP., ALPHA
DD	DELPH,1	INTERVALLE EN MICROSEC., OCT.SUP., DELTA
DE	-----	LIBRE
DF	SYN	INDICATEUR DE PERTE DE SYNCHRONISME
E0	MODE	CONVERTISSEUR (PROG. PRINC.)
E1	MODS	CONVERTISSEUR (PROG. D'INT.)
E2	SEQP	SEQUENCE DES THYRISTORS PRINCIPAUX
E3	SEQA	SEQUENCE DES THYRISTORS AUXILIAIRES
E4	TENS	TENSION OU ANGLE DE CONSIGNE
E5	TEMP	REGISTRE TEMPORAIRE DE CALCUL
E6	-----	LIBRE
E7	-----	LIBRE
E8	-----	LIBRE
E9	-----	LIBRE
EA	-----	LIBRE
EB	CAL1L	REGISTRE DE CALCUL #1, OCTET INF.
EC	CAL1H	REGISTRE DE CALCUL #1, OCTET SUP.
ED	CAL2L	REGISTRE DE CALCUL #2, OCTET INF.
EE	CAL2H	REGISTRE DE CALCUL #2, OCTET SUP.
EF	-----	LIBRE

FO A FF ----- LIBRES -----

## TABLES

ADRESSES	NOM	DESCRIPTION
F000 A F07F	TAB1	TABLE DE LINEARISATION, CONVERTISSEUR CLASSIQUE
F080 A F0B8	TAB2	TABLE DE LINEARISATION, CONVERTISSEUR A 8 THYRISTORS, ONDULEUR
F0D9 A F158	TAB3	TABLE DE LINEARISATION, CONVERTISSEUR A 8 THYRISTORS, REDRESSEUR
F159 A F180	TAB4	TABLE DE LINEARISATION, CONVERTISSEUR A 7 THYRISTORS, ONDULEUR
F181 A F1B4	TAB5	TABLE DE LINEARISATION, CONVERTISSEUR A 7 THYRISTORS, REDRESSEUR
F1B5 A F234	TABL	TABLE DE CONVERSION DEGRES A MICROSECONDES, OCTETS INFERIEURS
F235 A F2B4	TABH	TABLE DE CONVERSION DEGRES A MICROSECONDES, OCTETS SUPERIEURS
F2B5 A F2BA	TSP	SEQUENCE D'ALLUMAGE DES THYRISTORS PRINCIPAUX
F2BB A F2C0	TSA	SEQUENCE D'ALLUMAGE DES THYRISTORS AUXILIAIRES

## CIRCUITS 6522

ADRESSE    ETIQUETTE    DESCRIPTION

40	PORB1	PORT B1
41	PORA1	PORT A1
42		REGISTRE DE COMMANDE DU PORT B1
43		REGISTRE DE COMMANDE DU PORT A1
44	T1L	REGISTRE COMPTEUR DE T1, OCTET INFÉRIEUR
45	T1H	REGISTRE COMPTEUR DE T1, OCTET SUPÉRIEUR
46	LT1L	REGISTRE TAMPON DE T1, OCTET INFÉRIEUR
47	LT1H	REGISTRE TAMPON DE T1, OCTET SUPÉRIEUR
48	T3L	REGISTRES DE T3, OCTET INFÉRIEUR
49	T3H	REGISTRES DE T3, OCTET SUPÉRIEUR
4A		LIGNE SÉRIELLE
4B		REGISTRE AUXILIAIRE DE COMMANDE
4C		REGISTRE DE COMMANDE DES PÉRIPHÉRIQUES
4D		REGISTRES DES INDICATEURS D'INTERRUPTION
4E	IERT1	REGISTRE DES MASQUES D'INTERRUPTION
4F		PORT A1
80	PORB2	PORT B2
81	PORA2	PORT A2
82		REGISTRE DE COMMANDE DU PORT B2
83		REGISTRE DE COMMANDE DU PORT A2
84	T2L	REGISTRE COMPTEUR DE T2, OCTET INFÉRIEUR
85	T2H	REGISTRE COMPTEUR DE T2, OCTET SUPÉRIEUR
86	LT2L	REGISTRE TAMPON DE T2, OCTET INFÉRIEUR
87	LT2H	REGISTRE TAMPON DE T2, OCTET SUPÉRIEUR
88		REGISTRES DE T4, OCTET INFÉRIEUR
89		REGISTRES DE T4, OCTET SUPÉRIEUR
8A		LIGNE SÉRIELLE
8B		REGISTRE AUXILIAIRE DE COMMANDE
8C		REGISTRE DE COMMANDE DES PÉRIPHÉRIQUES
8D		REGISTRES DES INDICATEURS D'INTERRUPTION
8E	IERT2	REGISTRE DES MASQUES D'INTERRUPTION
8F		PORT A2

# ASSIGNATION DES PORTS D'ENTREE-SORTIE

NOTE: E = ENTREE  
S = SORTIE

PORT A1 0: TENSION OU ANGLE DE CONSIGNE (E)  
(41) 1: TENSION OU ANGLE DE CONSIGNE (E)  
2: TENSION OU ANGLE DE CONSIGNE (E)  
3: TENSION OU ANGLE DE CONSIGNE (E)  
4: TENSION OU ANGLE DE CONSIGNE (E)  
5: TENSION OU ANGLE DE CONSIGNE (E)  
6: TENSION OU ANGLE DE CONSIGNE (E)  
7: TENSION OU ANGLE DE CONSIGNE (E)

PORT B1 0: THYRISTOR #1 (S)  
(40) 1: THYRISTOR #2 (S)  
2: THYRISTOR #3 (S)  
3: THYRISTOR #4 (S)  
4: THYRISTOR #5 (S)  
5: THYRISTOR #6 (S)  
6: EXTINCTION DES THYRISTORS AUXILIAIRES (S)  
7: ALLUMAGE DES THYRISTORS PRINCIPAUX (S)

PORT A2 0: LIBRE  
(81) 1: LIBRE  
2: LIBRE  
3: LIBRE  
4: LIBRE  
5: LIBRE  
6: LIBRE  
7: LIBRE

PORT B2 0: CHOIX DU CONVERTISSEUR (E)  
(80) 1: CHOIX DU CONVERTISSEUR (E)  
00: PONT CLASSIQUE LINEAIRE  
01: PONT CLASSIQUE NON-LINEAIRE  
10: PONT A 7 THYRISTORS  
11: PONT A 8 THYRISTORS  
2: LIBRE  
3: COMMANDE EN SYNCHRONISME (S)  
4: LECTURE CONTINUELLE OU MOMENTANEE DE  
LA TENSION (E)  
5: THYRISTOR #8 (S)  
6: THYRISTOR #7 (S)  
7: ALLUMAGE DES THYRISTORS AUXILIAIRES (S)

## PROGRAMME PRINCIPAL

```

==0000          *#ADDRSS
==B000 ANGLU=$C0
==B000 ANGLP=$C4
==B000 FAN1=$C8
==B000 FAN3=$CC
==B000 ER1=$CF
==B000 ERH=$D2
==B000 ERRH=$D6
==B000 DELPL=$DA
==B000 MODE=$E0
==B000 TENS=$E4
==B000 TAB2=$F059
==B000 TAB4=$F101
==B000 TABL=$F1B5
==B000 K=$40
==B000 PORB1=K
==B000 IERT1=K+$E
==B000 T1H=K+5
==B000 T3H=K+9
==B000 LT1H=K+7
==B000 PORB2=L
==B000 T2L=L+4
==B000 LT2L=L+6
==B000 ALFA=ANGLU
==B000 TEMP=$E5
==B000 CAL1H=$EC
==B000 CAL2H=$EE
==B000 SEGA=$E3
==B000 TSA=$F2BB

==B000 ANGLA=$C2
==B000 ANGEC=$C6
==B000 FAN2=$CA
==B000 EREUR=$CE
==B000 ERL=$D0
==B000 ERRL=$D4
==B000 DELF=$D8
==B000 DELPH=$DC
==B000 MODS=$E1
==B000 TAB1=$F000
==B000 TAB3=$F0D9
==B000 TAB5=$F181
==B000 TABH=$F235
==B000 PORA1=K+1
==B000 IFR1=K+$D
==B000 T1L=K+4
==B000 T3L=K+8
==B000 LT1L=K+6
==B000 L=$80
==B000 IERT2=L+$E
==B000 T2H=L+5
==B000 LT2H=L+7
==B000 DELTA=$C1
==B000 CAL1L=$EB
==B000 CAL2L=$ED
==B000 SEQP=$E2
==B000 SYN=$DF
==B000 TSP=$F2B5

```

-----  
 .FILE TENS

## TENSION ET MODE

```

==B000 DEBUT    DB      CLD
                  5B      CLI
                  A6E4    LDX TENS
                  A580    LDA PORB2      ;LECTURE CONTINUELLE PORT-B2-4
                  2910    AND #$10
                  F00A    BEQ PT22       ;LECTURE MOMENTANEE ?
                  A641    LDX PORAI      ;LIRE TENSION: PORT-A1
                  86E4    STX TENS
==B00E ETI1     A641    LDX PORAI      ;RELIRE LA TENSION ET COMPARER
                  E4E4    CPX TENS
                  D0EC    BNE DEBUT
==B014 PT22     A580    LDA PORB2
                  2903    AND #$3
                  F008    BEQ MOD0      ;CHOIX DU MODE PORT: B2-0 ET B2-1
                  4A      LSR A         ;PONT CLASSIQUE
                  F02B    BEQ MOD1      ;PONT CLASSIQUE NON-LINEARISE
                  9049    BCC MOD2      ;PONT A 7 THYRISTORS
                  4CAAB0  JMP MOD3      ;PONT A 8 THYRISTORS
                  .FILE MOD0

```

---

## CONVERTISSEUR CLASSIQUE

```

==B022 MOD0  A900 LDA #0
               85E0 STA MODE      ;INDICATEUR DU MODE
               8A   TXA
               300E BMI MOR        ;SAUT SI REDRESSEUR
               BD00F0 LDA TAB1,X   ;DETERMINATION D'ALPHA
               C9A5 CMP #165       ;ALPHA > 165 ?
               9002 BCC *+4
               A9A5 LDA #165
==B032        85C0 STA ALFA
               4CE1B0 JMP CONT
==B037 MOR    38   SEC             ;REDRESSEUR
               A9FF LDA #$FF       ;DETERMINATION D'ALPHA
               E5E4 SBC TENS
               AA   TAX
               38   SEC
               A9B4 LDA #180
               FD00F0 SBC TAB1,X
               85C0 STA ALFA
               4CE1B0 JMP CONT
==B048        .FILE MOD1

```

---



## CONVERTISSEUR CLASSIQUE NON-LINEAIRE

DANS CE MODE, L'ANGLE EST EGAL A 218 MOINS  
LA VALEUR LUE SUR LE PORT A1. CE NOMBRE  
EST CONSIDERE SANS SIGNE DONC ENTRE 0 ET 255.  
NATURELLEMENT  $0 < \text{ALPHA} < 165$

==B048 MOD1

```

A900 LDA #0
85E0 STA MODE          ;INDICATEUR DE MODE
8A    TXA
C935 CMP #53          ;SI TENS < 53, ALPHA=165
B007 BCS #+9
A9A5 LDA #165
85C0 STA ALFA
4CE1B0 JMP CONT

```

==B058

```

38    SEC
A9DA LDA #218          ;ALPHA=218-TENS
E5E4 SBC TENS
F002 BEQ #+4
B002 BCS K1            ;SI < 0, ALPHA=1 DEGRE
A901 LDA #1

```

==B063 K1

```

85C0 STA ALFA
4CE1B0 JMP CONT
      .FILE MOD2

```

## CONVERTISSEUR A 2 THYRISTORS

```

==B068 MOD2      A940   LDA ##40
                  B5E0   STA MODE      ;INDICATEUR DE MODE
                  BA     TXA
                  3024   BMI M2R        ;SAUT SI REDRESSEUR
                  C958   CMP ##58
                  B014   BCS #+$16      ;SAUT SI TENS < -50%
                  BD00F0 LDA TAB1,X     ;SI > COMME LE PONT CLASSIQUE
==B076 ETI2      B5C0   STA ALFA      ;LIRE ALPHA
                  A9A5   LDA ##A5
                  C5C0   CMP ALFA
                  B002   BCS #+4
                  B5C0   STA ALFA      ;ALPHA < 165
                  A900   LDA #0
                  B5E0   STA MODE      ;INDICATEUR DE MODE
                  4CE1B0 JMP CONT
==B087 ETI3      A96C   LDA #108      ;ALPHA=108 ET DELTA LU
                  B5C0   STA ALFA
                  BD01F1 LDA TAB4,X
                  B5C1   STA DELTA
                  4CE1B0 JMP CONT
==B093 M2R      A900   LDA #0          ;REDRESSEUR ; DELTA =0
                  B5C1   STA DELTA
                  E0B4   CFX ##B4      ;SI ALPHA < 60, PONT CLASSIQUE
                  9003   BCC #+5
                  4C37B0 JMP MOR
                  BA     TXA          ;LIRE TABLE POUR OBTENIR ALPHA
                  297F   AND #20111111
                  AA     TAX
                  BD81F1 LDA TAB5,X
==B0A5          B5C0   STA ALFA
                  4CE1B0 JMP CONT
                  .FILE MOD3

```

---

## CONVERTISSEUR A 8 THYRISTORS

```

==B0AA MOD3      A980 LDA #180
                  85E0 STA MODE      ;INDICATEUR DE MODE
                  8A TXA
                  3024 BMI M3R        ;SAUT SI REDRESSEUR
                  C927 CMP #127
                  B014 BCS *+16       ;SI TENS <127 COMME LE PONT CLASSIQUE
                  BD00F0 LDA TAB1,X
                  85C0 STA ALFA
==B0BA           A9A5 LDA #1A5
                  C5C0 CMP ALFA
                  B002 BCS *+4        ;MAIS ALPHA <165
                  85C0 STA ALFA
                  A900 LDA #0
                  85E0 STA MODE      ;INDICATEUR DE MODE
                  4CE1B0 JMP CONT
==B0C9 ETI4      A987 LDA #135      ;ALPHA=135 ET DELTA LU
                  85C0 STA ALFA
                  BD59F0 LDA TAB2,X
                  85C1 STA DELTA
                  4CE1B0 JMP CONT
==B0D5 M3R       297F AND #X01111111 ;REDRESSEUR
                  AA TAX
                  BDD9F0 LDA TAB3,X  ;ALPHA LU ET DELTA=30
                  85C0 STA ALFA
                  A91E LDA #30
                  85C1 STA DELTA
                  .FILE CONT

```

---

# FICHIER "CONT"

138

CE FICHIER N'EST QU'UNE SUITE D'APPELS A DES  
SOUS-PROGRAMMES

```

==BOE1 CONT      A200      LDX #0           ;SI TRANSITION DANGEREUSE SAUT A DANGER
                  A5E1      LDA MODS
                  F007      BEQ #+9
                  A5E0      LDA MODE
                  D003      BNE #+5
                  2016B2    JSR DANGER
==BOEE ETIS      20F9B0    JSR PRIMO        ;CALCUL DU DELAI QUI CORRESPOND A ALPHA
                  A201      LDX #1
                  202EB1    JSR SECD        ;CALCUL DU DELAI QUI CORRESPOND A DELTA
                  4C00B0    JMP DEBUT        ;SAUT AU DEBUT; CA RECOMMENCE !
                  .FILE PRIMO
    -----

```

# GENERATEUR D'INTERVALLE T1

```

;CE SOUS-PROGRAMME COMMANDE LE GENERATEUR
;D'INTERVALLE T1 QUI PRODUIT LES SIGNAUX
;D'ALLUMAGE DES THYRISTORS PRINCIPAUX
==B0F9 PRIMO A5CC LDA FAN3 ;RETOUR SI LA DERNIERE VALEUR CALCULEE
; N'A PAS ENCORE ETE ACCEPTEE
F001 BEQ #13
60 RTS
A97F LDA #17F ;INTERDIRE LES INTERRUPTIONS DE T1
B54E STA IERT1
2009B2 JSR TRANS ;TRANSFERT DE DONNEES
A9C0 LDA #1C0 ;ACCEPTEZ LES INTERRUPTIONS DE T1
B54E STA IERT1
==B109 206BB1 JSR DEL ;CALCUL DU PROCHAIN INTERVALLE ENTRE DEUX
; THYRISTORS PRINCIPAUX
;SI = 60 DEGRES, RETOUR
A5CA LDA FAN2
D001 BNE #13
60 RTS
A545 LDA T1H ;ATTENDRE SI T1 SUR LE POINT D'INTERROMPRE
F0FC BEQ #2
A97F LDA #17F ;INTERDIRE LES INTERRUPTIONS DE T2
B58E STA IERT2
==B119 A5DA LDA DELPL ;RECHARGER LES REGISTRES DE T1
B546 STA LT1L
A5DC LDA DELPH
B547 STA LT1H
A9FF LDA #1FF ;PLACER INDICATEUR T1 RECHARGE
B5CC STA FAN3
A900 LDA #0
B5CA STA FAN2
==B129 A9C0 LDA #1C0 ;ACCEPTEZ LES INTERRUPTIONS DE T2
B58E STA IERT2
60 RTS
.FILE AUXI

```

# GENERATEUR D'INTERVALLE T2

```

; ICE SOUS-PROGRAMME COMMANDE LE GENERATEUR
; D'INTERVALLE T2 QUI PRODUIT LES SIGNAUX
; D'ALLUMAGE DES THYRISTORS AUXILIAIRES
==B12E SECO B5CC LDA FAN3,X ;RETOUR, SI LA DERNIERE VALEUR CALCULEE
; N'A PAS ENCORE ETE ACCEPTEE
F001 BEQ *+3
60 RTS
A97F LDA #$7F ;INTERDIRE LES INTERRUPTIONS DE T2
858E STA IERT2
2009B2 JSR TRANS ; TRANSFERT DE DONNEES
A9C0 LDA #$C0 ;ACCEPTER LES INTERRUPTIONS DE T2
858E STA IERT2
==B13E 206BB1 JSR DEL ;CALCUL DU PROCHAIN INTERVALLE ENTRE DEUX
; THYRISTORS AUXILIAIRES
;SI = 60 DEGRES, RETOUR
B5CA LDA FAN2,X
D005 BNE *+7
A5E0 LDA MODE ;REGISTRE DU MODE EN COURS
85E1 STA MODS
60 RTS
A585 LDA T2H ;ATTENDRE SI T2 SUR LE POINT D'INTERROMPRE
F0FC BEQ *-2
==B14E A97F LDA #$7F ;INTERDIRE LES INTERRUPTIONS DE T1
854E STA IERT1
B5DA LDA DELPL,X ;RECHARGER LES REGISTRES DE T2
8586 STA LT2L
B5DC LDA DELPH,X
8587 STA LT2H
A5E0 LDA MODE ;CHANGEMENT DE MODE
85E1 STA MODS
==B15E A9FF LDA #$FF ;PLACER INDICATEUR T2 RECHARGE
95CC STA FAN3,X
A900 LDA #0
95CA STA FAN2,X
A9C0 LDA #$C0 ;ACCEPTER LES INTERRUPTIONS DE T1
854E STA IERT1
60 RTS
;FILE DEL

```

# CALCUL DES INTERVALLES

141

CE SOUS-PROGRAMME DETERMINE LA LONGUEUR DES INTERVALLES  
ENTRE L'ALLUMAGE DE DEUX THYRISTORS SUCCESSIFS

```

==B16B DEL      B5C0  LDA ANGLU,X      ;AJUSTEMENT=ANGLE DESIRE-ANGLE EN COURS
                  38    SEC
                  F5C2  SBC ANGLA,X
                  F035  BEQ EGAL      ;SAUT SI EGAL A 60
                  900C  BCC DIM      ;SAUT SI PLUS PETIT QUE 60
                  18    CLC          ;SINON PLUS GRAND QUE 60
                  693C  ADC #60      ;PROCHAIN INTERVALLE = 60 +AJUSTEMENT
                  95D8  STA DELP,X
                  B5C0  LDA ANGLU,X
==B17B          95C4  STA ANGLP,X      ;ANGLE PROCHAIN = ANGLE DESIRE
                  4CAFBI JMP DELAI
==B180 DIM      49FF  EOR #FF
                  18    CLC
                  6901  ADC #1
                  C92D  CMP #45
                  1010  BPL PT1
                  85E5  STA TEMP
                  38    SEC
                  A93C  LDA #60
                  E5E5  SBC TEMP
==B190          95D8  STA DELP,X
                  B5C0  LDA ANGLU,X
                  95C4  STA ANGLP,X      ;ANGLE PROCHAIN = ANGLE DESIRE
                  4CAFBI JMP DELAI
==B199 PT1      A90F  LDA #15          ;PROCHAIN INTERVALLE = 15 DEGRES
                  95D8  STA DELP,X
                  B5C2  LDA ANGLA,X      ;ANGLE PROCHAIN = ANGLE EN COURS - 45 DEGRES
                  38    SEC
                  E92D  SBC #45
                  95C4  STA ANGLP,X
                  4CAFBI JMP DELAI
==B1A7 EGAL      A93C  LDA #60          ;PROCHAIN INTERVALLE = 60 DEGRES
                  95D8  STA DELP,X
                  B5C0  LDA ANGLU,X
                  95C4  STA ANGLP,X      ;ANGLE PROCHAIN = ANGLE DESIRE
==B1AF DELAI     A93C  LDA #60          ;CALCUL DE LA DUREE DU PROCHAIN INTERVALLE
                  18    CLC          ;SI L'INTERVALLE = 60 ET QUE
                  D005  BNE PT2        L'ERREUR DE PHASE EST NULLE ,RETOUR
                  B5C8  LDA FAN1,X
                  3001  BMI PT2
                  60    RTS
==B1BA PT2      B5D8  LDA DELP,X      ;INTERVALLE < 128 DEGRES ? SI OUI SAUT
                  1015  BPL PT2A      ;INTERVALLE > 128 DEGRES
                  297F  AND #7F
                  AB    TAY
                  18    CLC
                  B9B5F1 LDA TABL,Y
                  6926  ADC #26
                  95DA  STA DELPL,X
                  B935F2 LDA TABH,Y
==B1CC          6917  ADC #17
                  95DC  STA DELPH,X
                  4CDFBI JMP PT2B
==B1D3 PT2A     B4D8  LDY DELP,X      ;INTERVALLE < 128 ,LECTURE DE LA TABLE

```

```

B935F2 LDA TABH,Y
95DC STA DELPH,X
B9B5F1 LDA TABL,Y
95DA STA DELPL,X
==B1DF PT2B A9FF LDA #$FF ;INDICATEUR NOUVELLE VALEUR PRETE
95CA STA FAN2,X
B5CB LDA FAN1,X ;ERREUR DE PHASE ?
D001 BNE *+3
60 RTS
A900 LDA #0 ;ADDITION DE L'ERREUR DE PHASE
95CB STA FAN1,X
18 CLC
B5D0 LDA ERL,X
==B1EF 75DA ADC DELPL,X
95DA STA DELPL,X
B5D2 LDA ERH,X
75DC ADC DELPH,X
95DC STA DELPH,X
3005 BMI *+07
C903 CMP #03 ;INTERVALLE < 15 OU NEGATIF ?
3001 BMI *+03
==B1FF 60 RTS
A9B6 LDA #$B6 ;SI OUI INTERVALLE = 16 DEGRES
95DA STA DELPL,X
A902 LDA #02
95DC STA DELPH,X
60 RTS
;FILE TRANS.
-----

```



## TRANSFERT

```
==B209 TRANS  B5C6  LDA ANGECL,X ;  
;CE SOUS-PROGRAMME TRANSFERE LA VALEUR  
;DE L'ANGLE EN COURS D'EXECUTION  
;ET DE L'ERREUR DE PHASE AU  
;PROGRAMME PRINCIPAL  
95C2  STA ANGLA,X  
B5D4  LDA ERRLL,X  
95D0  STA ERL,X  
B5D6  LDA ERRH,X  
95D2  STA ERH,X  
60    RTS  
      .FILE DANGER
```

---

## SOUS-PROGRAMME DANGER

```

;CE SOUS-PROGRAMME PREND SOIN DES
;TRANSITIONS DANGEREUSES EN
;RAMENANT L'ANGLE ALPHA A 135 DEGRES
;S'IL EST PLUS GRAND QUE CETTE VALEUR
;ET EN ETEIGNANT LES THYRISTORS AUXILIAIRES

==B216 DANGER A5CC LDA FAN3
D0FC BNE *-2 ;RAMENER ALPHA A 135 SI NECESSAIRE
A9B7 LDA #135
C5C6 CMP ANGE0
B00B BCS PTEE
B5C0 STA ALFA
20F9B0 JSR PRIMO
A5E2 LDA SEQP
==B227 C5E2 CMP SEQP
F0FC BEQ *-2 ;ETEINDRE LES THYRISTORS AUXILIAIRES
==B22B PTEE A900 LDA #0
B5E1 STA MODS
A5B0 LDA PORB2
299F AND ##9F
B5B0 STA PORB2
A5E3 LDA SEQA
C5E3 CMP SEQA
F0FC BEQ *-2
==B23B 60 RTS
        .FILE INI.2

```

---

## PROGRAMME D' INTERRUPTION

```

;
;SAUVEGARDER LES REGISTRES SUR LA PILE
==B23C ETZ 48 PHA
            8A TXA
            48 PHA
            98 TYA
            48 PHA
244D BIT IFR1 ;DETERMINER L'ORIGINE DE L'INTERRUPTION
7003 BVS POI
4C99B2 JMP T2
            FILE GEN1
-----
```

## INTERRUPTION PAR T1

```

==B248 PD      A200   LDX #0
                A544   LDA T1L      ;ENLEVER LE SIGNAL D'INTERRUPTION
                E6E2   INC SEQP      ;DETERMINER LA SEQUENCE DES PROCHAINS
                ;                THYRISTORS PRINCIPAUX A ALLUMER
                A905   LDA #5
                C5E2   CMP SEQP
                1004   BPL #+6
                A900   LDA #0
                B5E2   STA SEQP
==B258          ;DETERMINER LES DEUX PROCHAINS THYRISTORS
                ;A ALLUMER ; PORT-B1-0 A B1-5
                ;SI PONT 8 THYRISTORS, Q7 OU Q8 ETEINT PAR PORT-B1-6
                ;SI PONT 7 THYRISTORS, PORT-B1-6 EST MIS A 1
                ;POUR ETEINDRE Q7
                A4E2   LDY SEQP
                A940   LDA #$40
                C5E1   CMP MODS
                F006   BEQ #+8
                B9B5F2 LDA TSP,Y
                4C6BB2 JMP DD
                B9B5F2 LDA TSP,Y
==B269          0940   ORA #$40
==B26B DD      8540   STA PORB1
                A901   LDA #1
                ;
                C5E2   CMP SEQP
                D00C   BNE PTB1
                20FB2   JSR T3
                200FB3 JSR T11
==B279 ET0     204BB3 JSR CER
                20DCB3 JSR FSYN
==B27F PTB1    B5CC   LDA FAN3,X
                F008   BEQ PTB2
                B5C4   LDA ANGLP,X
                95C6   STA ANGEC,X
                A900   LDA #0
                95CC   STA FAN3,X
==B28B PTB2    A9D9   LDA #$D9
                8546   STA LT1L
                A90A   LDA #$0A
                8547   STA LT1H
                68     PLA
                A8     TAY
                68     PLA
                AA     TAX
                68     PLA
                40     RTI
                ;FILE GEN2

```

;SI LES PROCHAINS THYRISTORS SONT Q1 ET Q2, CALCULER L'ERREUR DE PHASE

;LIRE GENERATEUR D'INTERVALLE T3  
 ;LIRE GENERATEUR D'INTERVALLE T1  
 ;CALCULER L'ERREUR DE PHASE  
 ;PHASE VERROUILLEE ?  
 ;NOUVELLE VALEUR ? NON SAUT

;ANGLE EN COURS D'EXECUTION=ANGLE PROCHAIN

;ENLEVER L'INDICATEUR

;METTRE 60 DEGRES DANS LES REGISTRES DE T1

;RECUPERER LES REGISTRES

## INTERRUPTION PAR T2

```

==B299 T2      A201   LDX #1
                A584   LDA T2L      ;ENLEVER LE SIGNAL D'INTERRUPTION
                ;          DETERMINER LA SEQUENCE DES PROCHAINS
                ;          THYRISTORS AUXILIAIRES A ALLUMER
                E6E3   INC SEQA
                A905   LDA #05
                C5E3   CMP SEQA
                1004   BPL #+6
                A900   LDA #0
                B5E3   STA SEQA
==B2A9          A902   LDA #2      ;SI LA SEQUENCE EST 2, CALCULER
                ;          L'ERREUR DE PHASE DE T2
                C5E3   CMP SEQA
                D00C   BNE PTB5
                20F8B2 JSR T3       ;LIRE LE GENERATEUR D'INTERVALLE T3
                202DB3 JSR TI2      ;LIRE LE GENERATEUR D'INTERVALLE T2
                204BB3 JSR CER      ;CALCULER L'ERREUR DE PHASE
==B2B8 ET1     20DCB3 JSR FSYN     ;PHASE VERROUILLEE ?
==B2BB PTB5    B5CC   LDA FAN3,X    ;NOUVELLE VALEUR ? NON SAUT
                F00B   BEQ PTB6
                B5C4   LDA ANGLP,X  ;ANGLE EN COURS D'EXECUTION=ANGLE PROCHAIN
                95C6   STA ANGEC,X
                A900   LDA #0       ;ENLEVER L'INDICATEUR
                95CC   STA FAN3,X
                ;
                ;AU TOUR DES THYRISTORS AUXILIAIRES ! PORT-B2-5 ET B2-6
                ;
==B2C7 PTB6    A5E1   LDA MODS
                D007   BNE PS       ;SI PONT CLASSIQUE Q7 ET Q8 SONT ETEINTS
                A580   LDA PORB2
                299F   AND #$9F
                4CE8B2 JMP PK
==B2D2 PS      24E1   BIT MODS
                3009   BMI PSS
                A580   LDA PORB2    ;SI PONT 7 THYRISTORS, ALLUMER Q7
                299F   AND #$9F
                0940   ORA #$40
                4CE8B2 JMP PK       ;SI PONT 8 THYRISTORS, DETERMINER
                ;          SI L'ON ALLUME Q7 OU Q8
==B2DF PSS     A580   LDA PORB2
                299F   AND #$9F
                A4E3   LDY SEQA
                19BBF2 ORA TSA,Y
==B2E8 PK      B580   STA PORB2
                A9D9   LDA #$D9    ;METTRE 60 DEGRES DANS LES REGISTRES DE T2
                B586   STA LT2L
                A90A   LDA #$0A
                B5B7   STA LT2H
                68     PLA          ;RECUPERER LES REGISTRES
                AB     TAY
                68     PLA
                AA     TAX
                68     PLA
                40     RTI
==B2F8          .FILE LECT3

```

## LECTURE DU GENERATEUR D'INTERVALLE T3

;LECTURE DU TEMPS ECOULE DEPUIS LA DERNIERE  
;INTERRUPTION PAR ZERO

==B2FB T3

A549 LDA T3H  
49FF EOR #\$FF  
B5EC STA CAL1H  
A548 LDA T3L  
49FF EOR #\$FF  
B5EB STA CAL1L  
C910 CMP #\$10

==B30B

B006 BCS PTW  
A549 LDA T3H  
49FF EOR #\$FF  
B5EC STA CAL1H

==B30E PTW

60 RTS

---

## LECTURE DU GENERATEUR D'INTERVALLE T1

```

;LECTURE DU COMPTEUR DE T1
==B30F T11  A545 LDA T1H
            B5EE STA CAL2H
            A544 LDA T1L
            B5ED STA CAL2L
            C9F0 CMP #F0
            9004 BCC PTB
            A545 LDA T1H
            B5EE STA CAL2H

==B31F      ;
            ;CALCUL DU DELAI ECOULE DEPUIS
            ;L'INSTANT D'ALLUMAGE DU DERNIER THYRISTOR
            ;PRINCIPAL
==B31F PTB  38 SEC
            A546 LDA LT1L
            E5ED SBC CAL2L
            B5ED STA CAL2L
            A547 LDA LT1H
            E5EE SBC CAL2H
            B5EE STA CAL2H
            60 RTS

```

---

## LECTURE DU GENERATEUR D'INTERVALLE T2

```

;LECTURE DU COMPTEUR DE T2
==B32D T12  A585  LDA T2H
            B5EE  STA CAL2H
            A584  LDA T2L
            B5ED  STA CAL2L
            C9F0  CMP #F0
            9004  BCC PTK
            A585  LDA T2H
            B5EE  STA CAL2H

==B33D      ;
            ;CALCUL DU TEMPS ECOULE DEPUIS
            ;L'INSTANT D'ALLUMAGE DU DERNIER THYRISTOR
            ;AUXILIAIRE
==B33D PTK  38    SEC
            A586  LDA LT2L
            E5ED  SBC CAL2L
            B5ED  STA CAL2L
            A587  LDA LT2H
            E5EE  SBC CAL2H
            B5EE  STA CAL2H
            60    RTS
            FILE CALCR

```

---



# CALCUL DE L'ERREUR DE PHASE

151

==B34B CER

```
38      SEC
;AJUSTEMENT POUR LE CIRCUIT DE DETECTION DU ZERO
;ET DES DELAIS DANS LA REPONSE A L'INTERRUPTION
A5EE    LDA CAL2H
E902    SBC #2
B5EE    STA CAL2H
;CALCUL DU TEMPS ECOULE DEPUIS LE DERNIER PASSAGE A ZERO
;ET L'INSTANT D'ALLUMAGE DU DERNIER THYRISTOR
;CE LAPSE DE TEMPS DOIT ETRE EGAL A ALPHA
;OU A DELTA + 180 DEGRES
```

==B35B

```
38      SEC
A5EB    LDA CAL1L
E5ED    SBC CAL2L
B5EB    STA CAL1L
A5EC    LDA CAL1H
E5EE    SBC CAL2H
B5EC    STA CAL1H
B5C6    LDA ANGECL,X
;DETERMINER LA VALEUR EN MICROSECONDES
;DE L'ANGLE EN COURS
```

;CF. LE PROGRAMME PRINCIPAL POUR PLUS DE DETAILS

==B36C

```
1015    BPL PTAA
297F    AND #$7F
A8      TAY
18      CLC
B9B5F1  LDA TABL,Y
6925    ADC #$25
B5ED    STA CAL2L
B935F2  LDA TABH,Y
6917    ADC #$17
B5EE    STA CAL2H
4CB4B3  JMP PTAB
B4C6    LDY ANGECL,X
B935F2  LDA TABH,Y
B5EE    STA CAL2H
B9B5F1  LDA TABL,Y
B5ED    STA CAL2L
BA      TXA
FOOD    BEQ PTAC
```

==B37B PTAA

==B384 PTAB

```
;SI L'ON CALCULE L'ERREUR DE PHASE DE DELTA
;ADDITIONNER 180 DEGRES
;AU TEMPS ECOULE DEPUIS L'ALLUMAGE DU DERNIER
;THYRISTOR AUXILIAIRE
```

==B394

```
18      CLC
A98D    LDA #$8D
65ED    ADC CAL2L
B5ED    STA CAL2L
A920    LDA #$20
65EE    ADC CAL2H
B5EE    STA CAL2H
```

==B394 PTAC

```
; ENFIN ! CALCUL DE L'ERREUR DE PHASE
;EN SOUSTRAYANT LA VALEUR DESIREE DE L'ANGLE
;DE LA VALEUR MESUREE
38      SEC
A5ED    LDA CAL2L
E5EB    SBC CAL1L
95D4    STA ERRLL,X
```

```

A5EE LDA CAL2H
E5EC SBC CAL1H
95D6 STA ERRH,X
1011 BPL PTAD
;SI L'ERREUR EST POSITIVE OU ENTRE -45 DEGRES ET
;ZERO, ELLE DEMEURE INCHANGE. SI ELLE EST
;PLUS NEGATIVE QUE -45 DEGRES, ON LUI ADDITIONNE 360
;DEGRES
;CELA EST NECESSAIRE SEULEMENT AU DEMARRAGE
C9F8 CMP #F8
==B3A5 B00D BCS PTAD
18 CLC
A91A LDA #1A
75D4 ADC ERRL,X
95D4 STA ERRL,X
A941 LDA #41
75D6 ADC ERRH,X
95D6 STA ERRH,X
;SI L'ERREUR EST PLUS PETITE QUE 4 DEGRES, L'INDICATEUR
;DE SYNCHRONISME PREND LA VALEUR FF
;SINON IL PREND LA VALEUR 0
==B3B4 PTAD C902 CMP #2
900B BCC PTAE
C9FE CMP #FE
B007 BCS PTAE
A9FF LDA #FF
95CE STA EREUR,X
4CC7B3 JMP PTAF
==B3C3 PTAE A900 LDA #0
95CE STA EREUR,X
;L'ERREUR DE PHASE EST PASSEE AU TRAVERS
;D'UN FILTRE PASSE-BAS (DIVISION PAR QUATRE)
==B3C7 PTAF 95D6 LDA ERRH,X
18 CLC
1001 BPL #+3
38 SEC
08 PHP
6A ROR A
76D4 ROR ERRL,X
28 PLP
6A ROR A
76D4 ROR ERRL,X
95D6 STA ERRH,X
==B3D7
;INDICATEUR ERREUR DE PHASE
;CALCULEE
A9FF LDA #FF
95CB STA FAN1,X
60 RTS
.FILE VERRO

```

## PHASE VERROUILLEE ?

;SI L'ERREUR DE PHASE EST SUPERIEURE A 4 DEGRES  
 ;LES THYRISTORS SONT ETEINTS VIA LE PORT B2-3  
 ;IL FAUT QUE LA COMMANDE DEMEURE EN SYNCHRONISME  
 ;DURANT UNE SECONDE AVANT D'ALLUMER LES THYRISTORS

==B3DC FSYN

A5CE LDA EREUR  
 D012 BNE PTB3  
 A5CF LDA ER1  
 D00E BNE PTB3  
 A5DF LDA SYN  
 F003 BEQ #+5  
 C6DF DEC SYN  
 60 RTS

==B3ED

;EN SYNCHRONISME  
 25B0 AND PORB2  
 85B0 STA PORB2  
 60 RTS

==B3F2, PTB3

A760 LDA #560  
 85DF STA SYN  
 A708 LDA #8  
 05B0 ORA PORB2  
 85B0 STA PORB2  
 60 RTS  
 ;FILE NMI

;HORS DE SYNCHRONISME

## INTERRUPTION DU DETECTEUR DE ZERO

REINITIALISATION DU GENERATEUR T3 A TOUTES  
LES INTERRUPTIONS PAR ZERO

==B3FD ET8

48 PHA  
A9FF LDA #FF  
8548 STA K+8  
8549 STA K+9  
68 PLA  
40 RTI  
-----

## SEQUENCE D'INITIALISATION

```

==B406 COMM  A97F  LDA #$7F          ;IER
               ;C'EST ICI QU'IL FAUT PARTIR LE MINI-ORDINATEUR
               B54E  STA K+$E
               B58E  STA L+$E
               A9C0  LDA #$C0          ;IER
               B54E  STA K+$E
               B58E  STA L+$E
               B54B  STA K+$B          ;ACR
               B58B  STA L+$B
               ==B416  A980  LDA #$80          ;ALFA
               B5C2  STA ANGLA
               A91D  LDA #$1D          ;DELTA
               B5C3  STA ANGLA+1
               A90A  LDA #$A          ;GENERATEURS D'INTERVALLE
               B545  STA K+5
               B585  STA L+5
               ==B424 ET9  A9FF  LDA #$FF          ;PORTS ENTREE-SORTIE
               B542  STA K+2
               A968  LDA #$68
               B582  STA L+2
               A900  LDA #0          ;INDICATEURS
               B5C8  STA FAN1
               B5C9  STA FAN1+1
               ==B432 ETA  A2FF  LDX #$FF          ;PILE
               9A     TXS
               4C00B0 JMP ADDRESS          ;SAUT AU DEBUT DU PROGRAMME
               .END DEBUT
               ERRORS= 0000

```

## TABLES

## CONVERTISSEUR CLASSIQUE

ADRESSE	DONNEE									
F000	179	172	170	168	166	164	162	161	160	158
F00A	157	156	155	154	153	152	151	150	149	148
F014	147	147	146	145	144	144	143	142	141	141
F01E	140	139	139	138	137	137	136	135	135	134
F02B	133	133	132	132	131	130	130	129	129	128
F032	127	127	126	126	125	125	124	124	123	122
F03C	122	121	121	120	120	119	119	118	118	117
F046	117	116	116	115	115	114	114	113	113	112
F050	112	111	111	110	110	109	109	109	108	108
F05A	107	107	106	106	105	105	104	104	103	103
F064	102	102	102	101	101	100	100	99	99	98
F06E	98	97	97	97	96	96	95	95	94	94
F07B	93	93	92	92	92	91	91	90		

## CONV. 3 THY. ONDULEUR

ADRESSE	DONNEE									
F080	132	132	132	131	130	130	129	128	127	126
F08A	126	125	124	123	123	122	121	120	120	119
F094	118	117	116	116	115	114	113	113	112	111
F09E	110	109	109	108	107	106	105	105	104	103
F0AB	102	101	100	100	99	98	97	96	95	95
F0B2	94	93	92	91	90	89	88	87	87	86
F0BC	85	84	83	82	81	80	79	78	77	75
F0C6	74	73	72	71	70	69	67	66	65	63
F0D0	62	60	59	57	55	53	51	49	46	

## CONV. 8 THY. REDRESSEUR

ADRESSE

DONNEE

F0D9	140	140	137	134	131	129	127	125	123	121
F0E3	120	118	117	115	114	113	111	110	109	108
F0ED	107	105	104	103	102	101	100	99	98	97
F0F7	96	95	91	93	92	91	90	89	88	88
F101	87	86	85	85	84	83	82	81	80	79
F10D	78	78	77	76	75	75	74	73	72	71
F115	70	70	69	68	67	66	66	65	64	63
F11F	63	62	61	60	59	58	58	57	56	55
F129	56	54	53	52	52	51	50	49	48	48
F133	47	46	45	44	43	43	42	41	40	39
F13D	39	38	37	36	35	34	34	33	32	31
F147	30	29	28	27	26	25	24	23	22	20
F151	19	18	16	14	12	10	7	3		

## CONV. 7 THY. ONDULEUR

ADRESSE

DONNEE

F159	46	46	46	46	46	45	44	44	43	42
F163	42	41	40	40	39	38	37	37	36	35
F16D	34	34	33	32	31	30	29	28	27	26
F177	25	24	23	22	21	19	18	16	15	13

## CONV. 7 THY. REDRESSEUR

ADRESSE

DONNEE

F181	118	111	109	107	105	103	102	100	99	98
F18D	97	95	94	93	92	91	91	90	89	88
F195	87	86	86	85	84	83	82	82	81	80
F19F	80	79	78	77	77	76	76	75	74	74
F1A9	73	72	72	71	71	70	69	69	68	68
F1B3	67	67								

## DEC/MIC-SE. OCT. INF

ADRESSE

DONNEE

F1B5	0	46	93	139	185	231	22	68	114	161
F1B7	207	253	44	90	136	182	229	19	65	112
F1C9	158	204	251	41	87	133	180	224	16	63
F1D3	109	155	201	248	38	84	181	177	223	14
F1DD	60	106	152	199	245	35	82	128	174	221
F1E7	11	57	103	150	196	242	33	79	125	171
F1F1	218	8	54	101	147	193	240	30	76	122
F1FB	169	215	5	52	98	144	191	237	27	73
F205	120	166	212	3	49	95	141	188	234	24
F20F	71	117	163	210	0	46	92	139	185	231
F219	22	68	114	161	207	253	43	90	136	182
F223	229	19	65	111	158	204	250	41	87	133
F22D	180	226	16	62	109	155	201	248		



## DEG/MIC-SE. OCT. SUP

ADRESSE

DONNEE

F235	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1
F237	1	1	2	2	2	2	2	3	3	3
F249	3	3	3	4	4	4	4	4	5	5
F253	5	5	5	5	6	6	6	6	6	7
F25D	7	7	7	7	7	8	8	8	8	8
F267	9	9	9	9	9	9	10	10	10	10
F271	10	11	11	11	11	11	11	12	12	12
F27B	12	12	13	13	13	13	13	13	14	14
F285	14	14	14	15	15	15	15	15	15	16
F28F	16	16	16	16	17	17	17	17	17	17
F299	18	18	18	18	18	18	19	19	19	19
F2A3	19	20	20	20	20	20	20	21	21	21
F2AD	21	21	22	22	22	22	22	22	22	22

## SEQ. THY. PRINCIPAUX

ADRESSE

DONNEE

F2B5	97	3	70	12	88	48
------	----	---	----	----	----	----

## SEQ. THY. AUXILIAIRES

ADRESSE

DONNEE

F2DB	64	32	64	32	64	32
------	----	----	----	----	----	----

ADDRSS=\$B000	ALFA = \$00C0	ANGEC = \$00C6	ANGLA = \$00C2	160
ANGLP = \$00C4	ANGLU = \$00C0	CAL1H = \$00EC	CAL1L = \$00EB	
CAL2H = \$00EE	CAL2L = \$00ED	CER = \$B34B	COMM = \$B406	
CONT = \$B0E1	DANGER = \$B216	DD = \$B26B	DEBUT = \$B000	
DEL = \$B16B	DELAI = \$B1AF	DELP = \$00DB	DELPH = \$00DC	
DELPL = \$00DA	DELTA = \$00C1	DIM = \$B180	EGAL = \$B1A7	
ER1 = \$00CF	EREUR = \$00CE	ERH = \$00D2	ERL = \$00D0	
ERRH = \$00D6	ERRL = \$00D4	ETO = \$B279	ET1 = \$B2B8	
ETB = \$B3FD	ET9 = \$B424	ETA = \$B432	ETI1 = \$B00E	
ETI2 = \$B076	ETI3 = \$B087	ETI4 = \$B0C9	ETIS = \$B0EE	
ETZ = \$B23C	FAN1 = \$00CB	FAN2 = \$00CA	FAN3 = \$00CC	
FSYN = \$B3DC	IERT1 = \$004E	IERT2 = \$00BE	IFR1 = \$004D	
K = \$0040	K1 = \$B063	L = \$00B0	LT1H = \$0047	
LT1L = \$0046	LT2H = \$00B7	LT2L = \$00B6	MOR = \$B037	
M2R = \$B093	M3R = \$B0D5	MOD0 = \$B022	MOD1 = \$B048	
MOD2 = \$B068	MOD3 = \$B0AA	MODE = \$00E0	MOD5 = \$00E1	
PK = \$B2E8	POI = \$B24B	PORA1 = \$0041	PORB1 = \$0040	
PORB2 = \$00B0	PRIMO = \$B0F9	PS = \$B2D2	PSS = \$B2DF	
PT1 = \$B199	PT2 = \$B1BA	PT22 = \$B014	PT2A = \$B1D3	
PT2B = \$B1DF	PTAA = \$B37B	PTAB = \$B384	PTAC = \$B394	
PTAD = \$B3B4	PTAE = \$B3C3	PTAF = \$B3C7	PTB = \$B31F	
PTB1 = \$B27F	PTB2 = \$B28B	PTB3 = \$B3F2	PTB5 = \$B2BB	
PTB6 = \$B2C7	PTEE = \$B22B	PTK = \$B33D	PTW = \$B30E	
SECO = \$B12E	SEGA = \$00E3	SEQP = \$00E2	SYN = \$00DF	
T1H = \$0045	T1L = \$0044	T2 = \$B299	T2H = \$00B5	
T2L = \$00B4	T3 = \$B2FB	T3H = \$0049	T3L = \$0048	
TAB1 = \$F000	TAB2 = \$F059	TAB3 = \$F0D9	TAB4 = \$F101	
TAB5 = \$F1B1	TABH = \$F235	TABL = \$F1B5	TEMP = \$00E5	
TENS = \$00E4	TI1 = \$B30F	TI2 = \$B32D	TRANS = \$B209	
TSA = \$F2BB	TSP = \$F2B5			

## 2.7 Verrouillage de phase

Afin de s'assurer de la stabilité de la commande ainsi que de son comportement transitoire lors de perturbations sur le réseau, le modèle dynamique du circuit de synchronisation a été identifié. La commande est amenée en synchronisme en comparant la phase à l'instant du déclenchement d'un thyristor à l'angle d'allumage désiré. Toute erreur est corrigée en allongeant ou en diminuant le prochain intervalle  $\Delta$ . Puisqu'en fait, ce processus n'est autre qu'une modification de la phase du signal pour conserver la commande en synchronisme, ce processus peut être assimilé à un circuit de verrouillage de phase.

Le modèle du logiciel de synchronisation apparaît à la figure 2.7. Dans ce modèle, le délai élémentaire ainsi que l'échantillonneur tiennent compte du temps qui s'écoule entre la détection de l'erreur et sa correction, soit une période d'échantillonnage ou 60 degrés. Le fait qu'en régime permanent, l'erreur soit nulle et que l'angle d'allumage correct soit obtenu par une sommation infinie de l'erreur, est représenté par un intégrateur. La phase mesurée étant directement comparée à la phase de consigne, la fonction  $H(s)$  est tout simplement unitaire. Il serait aussi possible d'incorporer à cet endroit un filtre numérique. Finalement,  $K$  représente le gain par lequel l'erreur de phase est multipliée. Si  $K$  est unitaire, le temps de réponse est minimal; toute erreur est complètement corrigée un sixième de cycle plus tard. Par contre, dans ce cas, la commande est très sensible à la moindre variation du signal produit par le détecteur de zéro.

Or, on a trouvé expérimentalement, trois sources capables de per-

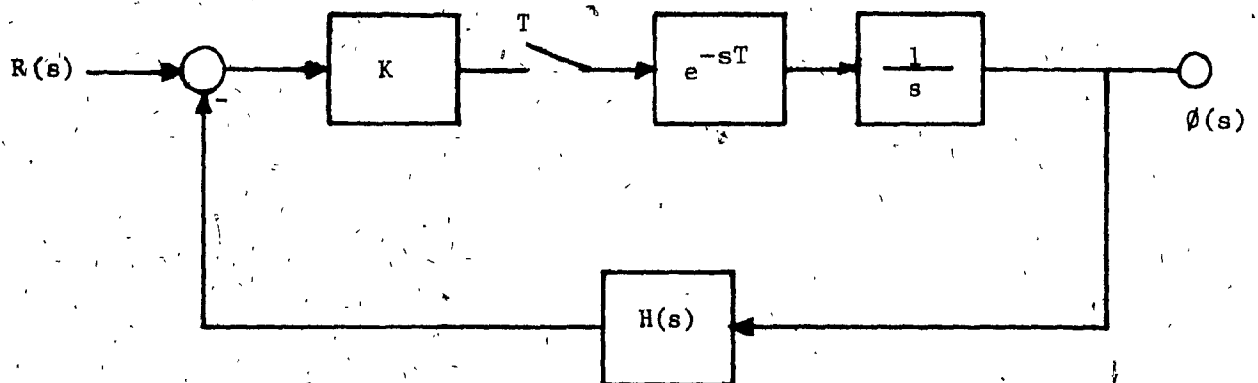


Fig. 2.7 : Modèle de la boucle de verrouillage de phase

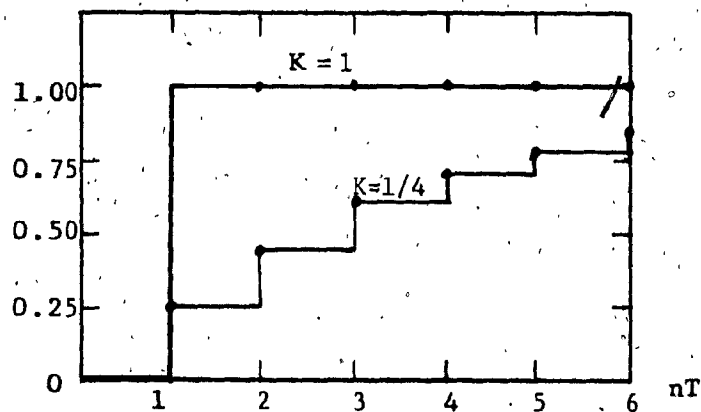


Fig. 2.8 : Réponse temporelle du circuit de verrouillage de phase

turber la précision de la détection du zéro et en conséquence, le calcul de l'erreur de phase. Ce sont:

- les variations instantanées de la fréquence du réseau;
- les variations aléatoires de l'amplitude de la tension alternative;
- le temps de réponse à l'interruption non-masquable (NMI) qui peut varier de 0 à 6 microsecondes. (Le microprocesseur termine l'instruction courante avant de sauter au sous-programme d'interruption et de remettre  $FFFF_{16}$  dans les registres compteurs de  $T_3$ .)

Les deux premières sources dépendent du circuit détecteur de zéro et la dernière du microprocesseur même. Ensemble, elles sont à l'origine d'une incertitude de l'ordre de 8 à 12 microsecondes sur le calcul de l'erreur de phase. Afin d'en réduire l'effet sur la stabilité des angles d'allumage, il a été jugé utile de filtrer l'erreur de phase.

Ce filtre peut être ajouté dans la boucle de contre-réaction (bloc H). Cependant, l'addition à cet endroit, d'un filtre numérique moins élaboré, allonge indûment le temps d'exécution des programmes et altère sérieusement les caractéristiques dynamiques de la commande. D'un autre côté, le simple fait de multiplier l'erreur par une constante plus petite que l'unité ne requiert que quelques instructions si ce facteur est une fraction binaire ( $1/2$ ,  $1/4$ ,  $1/8$ , ...) et constitue, ipso facto, un filtre numérique passe-bas. Cette dernière solution a été adoptée et le gain fixé à  $1/4$ , après quelques essais.

La réponse du système de verrouillage de phase peut s'évaluer en appliquant un échelon unitaire à son entrée:

$$\phi(z) = \frac{K R(z) G(z)}{1 + GH(z)} \quad (2.1)$$

$$\text{où } R(z) = \frac{z}{(z-1)} \quad (2.2)$$

$$G(z) = GH(z) = Z \left( \frac{1}{s} e^{-sT} \right) = \frac{1}{z-1} \quad (2.3)$$

$$H(z) = 1 \quad (2.4)$$

finalement:

$$\phi(z) = \frac{K}{z^2 + (K-2)z + (1-K)} \quad (2.5)$$

La figure 2.8 donne la réponse temporelle du circuit pour  $K = 1$  et  $K = 1/4$ . Si  $K$  est unitaire, la moindre variation du détecteur de zéro est intégralement transmise et cause une perturbation indésirable des angles d'allumage. Par contre, une diminution du gain agit comme filtre passe-bas et amenuise l'effet des incertitudes sur la position des impulsions de passage à zéro.

Après que le filtre eut été ajouté, les corrections de phase n'étaient plus, en moyenne, que de 0 à 4 microsecondes ce qui représente une variation des angles d'allumage inférieure à 0,1 degré.

## 2.8 Performance de la commande

### 2.8.1 Introduction

Cette section présente un ensemble de résultats d'essais tant statiques que dynamiques mettant en évidence les caractéristiques de la commande et démontrent le bien fondé de la méthode équidistante.

### 2.8.2 Linéarisation

La figure 2.9 donne la fonction de transfert obtenue avec la commande. Après linéarisation, la tension continue à la sortie des convertisseurs est proportionnelle au signal numérique d'entrée. De plus, une seule et même courbe est obtenue pour les trois convertisseurs. Ceux-ci peuvent donc être considérés comme des amplificateurs de puissance linéaires dont le gain est de 2.1 V. par compte, si la tension de ligne est de 208 V.

### 2.8.3 Résolution et précision des angles d'allumage

Avec la commande telle que décrite, il est possible d'ajuster les angles d'allumage des convertisseurs par incrément minimal de 1 degré, soit une déviation maximale de  $\pm 0.5$  degré par rapport à l'angle désiré. Une résolution meilleure serait possible en augmentant le nombre de bits du signal d'entrée et en grossissant en proportion les tables de linéarisation et de conversion. Ainsi, un signal d'entrée de 10 bits permettrait d'obtenir une résolution de  $\pm 1/8$  de degré. Cependant, cela exigerait une multiplication par environ quatre du nombre d'octets réservés aux tables. Les résultats expérimentaux ont démontré qu'une résolution de 1 degré était amplement suffisante pour l'application envisagée (en-

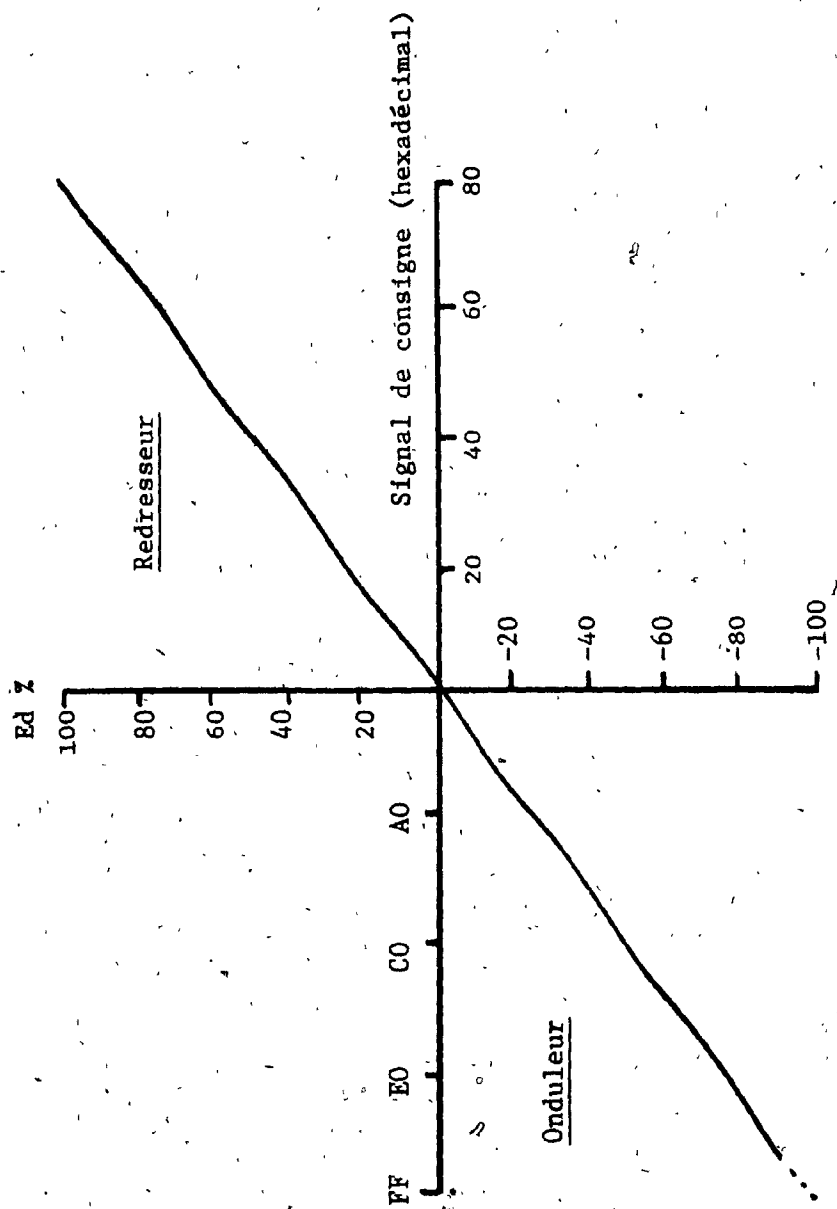


Fig. 2.9 : Fonction de transfert des convertisseurs



traînement d'une machine à rotor bobiné).

La précision absolue des angles d'allumage dépend essentiellement de l'exactitude du calcul de l'erreur de phase qui, comme il a été mentionné à la section précédente, est de l'ordre de 0 à 4 microsecondes après filtrage et de l'ajustement du potentiomètre du détecteur de zéro. Ce dernier peut aisément être réglé de façon à obtenir une précision supérieure à 10 microsecondes sur les angles d'allumage. De façon globale, la précision des angles d'allumage peut donc être établie à environ un quart de degré (12 microsecondes).

#### 2.8.4 Essais dynamiques

Les photographies de la figure 2.10 présentent certains résultats d'essais dynamiques durant lesquels la commande a été soumise à une variation de type échelon de son signal de consigne. Ces photographies démontrent la rapidité de réponse de la commande ainsi que le fonctionnement de la méthode équidistante. Sur toutes ces photographies, la trace supérieure correspond à la tension redressée à la sortie du convertisseur, la seconde au signal PB1-7 qui déclenche les thyristors principaux et la troisième, s'il y a lieu, au signal PB2-7 qui allume les thyristors auxiliaires (cf figure 2.3).

Photographie a : Convertisseur classique: de  $\alpha_1 = 45^\circ$  à  $\alpha_2 = 105^\circ$ .

La transition est effectuée en allongeant un intervalle entre deux déclenchements de 60 à 120 degrés.

Photographie b : Convertisseur classique: de  $\alpha_1 = 165^\circ$  à  $\alpha_2 = 120^\circ$ .

L'angle d'allumage est ramené de  $45^\circ$  en générant un

intervalle dont la durée est de 15 degrés.

Photographie c : Convertisseur classique: de  $\alpha_1 = 5^\circ$  à  $\alpha_1 = 165^\circ$   
(plein redresseur à plein onduleur).

Cette transition s'effectue en une seule étape en allongeant un intervalle de 60 à 220 degrés. Cette photographie démontre bien le délai inhérent à tout processus de retard de phase. Le temps de réponse qui est de l'ordre de 10 millisecondes est essentiellement dû non pas à la commande mais seulement au convertisseur.

Photographie d : Convertisseur classique: de  $\alpha_1 = 165^\circ$  à  $\alpha_2 = 2^\circ$ .

Cas inverse du précédent. L'angle final est obtenu après trois intervalles de  $15^\circ$  et un de  $22^\circ$ . De plus, on peut constater qu'entre deux intervalles de  $15^\circ$  s'intercale un intervalle de  $60^\circ$  causé par le fait que le micro-ordinateur n'a pas eu suffisamment de temps pour calculer un nouvel angle  $\alpha$  durant les 15 degrés précédents. Le temps de réponse qui est d'environ 5.5 ms est cette fois-ci causé par la commande. Toutefois, même avec le délai additionnel de 60 degrés, il est encore plus court que le temps de réponse de l'exemple précédent.

Photographie e : Convertisseur à 8 thyristors: de  $\alpha_1 = 110^\circ$  et  $\Delta = 0^\circ$   
à  $\alpha_2 = 35^\circ$  et  $\Delta = 0^\circ$ . Le changement se produit en deux étapes; l'intervalle entre deux déclenchements de thyristors principaux devient successivement  $15^\circ$  et  $30^\circ$ .

L'intervalle entre le déclenchement des thyristors auxiliaires n'est pas modifié.

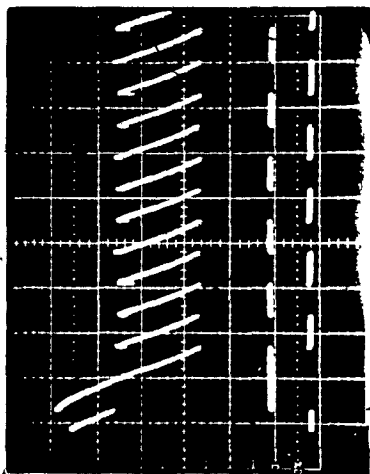
Photographie f : Convertisseur à 8 thyristors: de  $\alpha_1 = 165^\circ$  à  $\alpha_2 = 120^\circ$  et  $\Delta = 0^\circ$ . L'intervalle entre deux thyristors principaux devient tour à tour 15 et 30 degrés et les thyristors auxiliaires sont déclenchés. L'angle d'allumage  $\Delta$  n'est pas modifié.

Photographie g : Convertisseur à 8 thyristors: de  $\alpha_1 = 135^\circ$  et  $\Delta = 65^\circ$  à  $\alpha_2 = 55^\circ$  et  $\Delta = 0^\circ$ . Dans cet essai, les deux intervalles subissent un double changement avant d'atteindre le régime permanent.

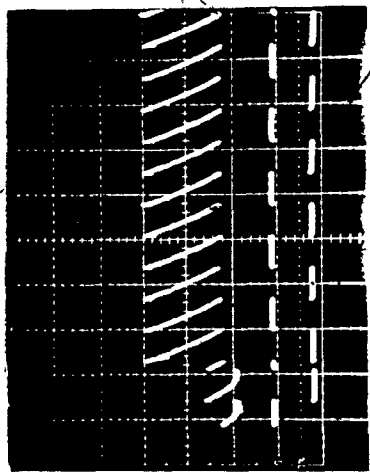
Photographie h : Convertisseur à 8 thyristors: de  $\alpha_1 = 150^\circ$  et  $\Delta = 0^\circ$  (tension redressée nulle) à  $\alpha_2 = 165^\circ$ . Illustration d'une transition interdite en une seule étape. L'angle  $\alpha$  est tout d'abord ramené à 135 degrés. Par la suite, il y a une attente de 60 degrés pour laisser éteindre un premier thyristor auxiliaire. Finalement, l'intervalle est allongé de 30 degrés pour obtenir 165 degrés pour  $\alpha$ .

Il est important de souligner ici que toutes ces photographies illustrent des variations importantes des angles d'allumage. Normalement, en régime permanent, les angles sont modifiés que de quelques degrés à la fois et l'ajustement est toujours terminé un intervalle plus tard.

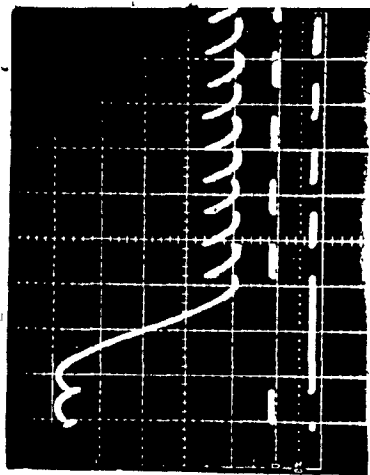
La figure 2.11 montre le laps de temps qui s'écoule entre l'appari-



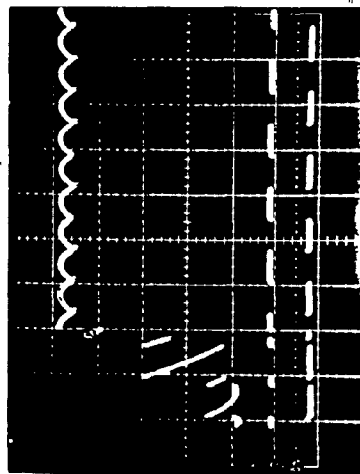
a



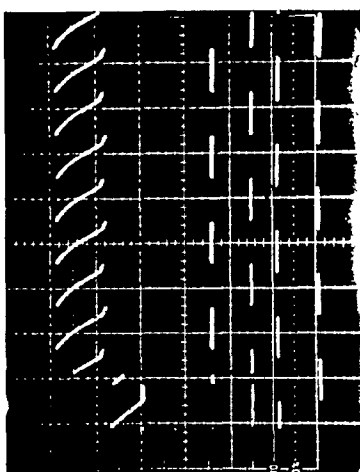
b



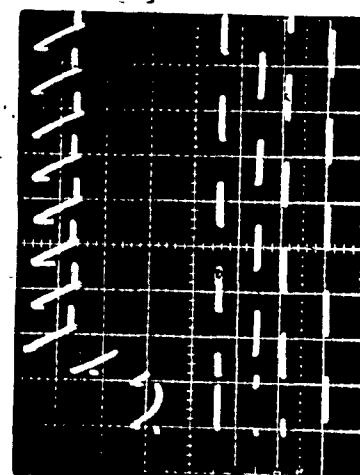
c



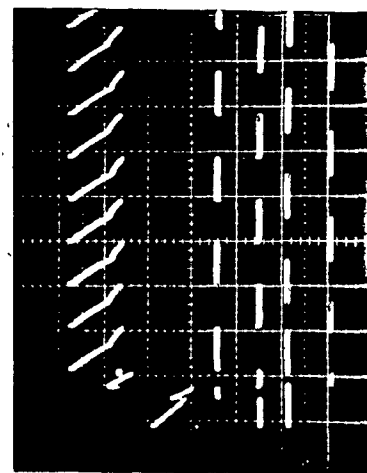
d



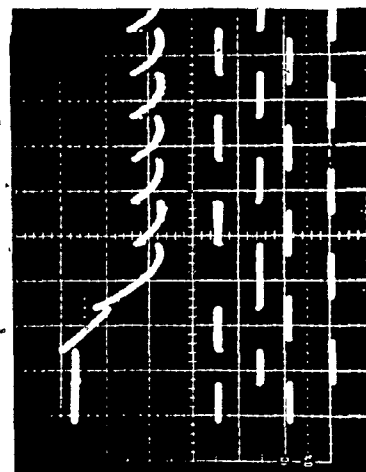
e



f



g



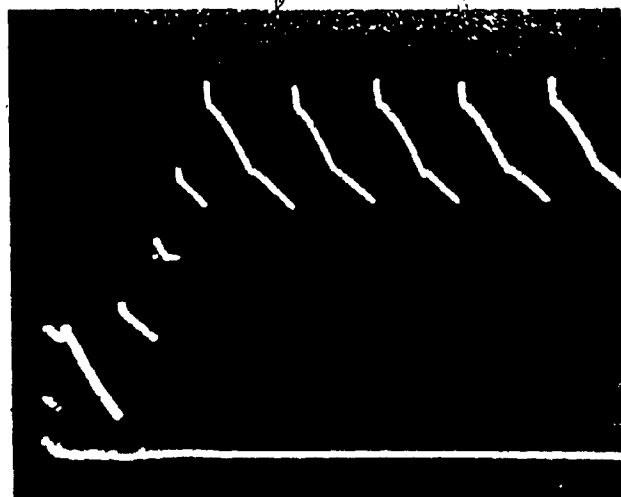
h

Fig. 2.10 : Réponse temporelle des convertisseurs

tion d'une nouvelle valeur de consigne (trace du bas) et le début de la modification de l'angle d'allumage. Ce délai dépend du mode d'opération, de la séquence d'instructions en cours d'exécution à l'instant où survient le changement de consigne et de la complexité de la modification demandée. Ce retard est inhérent à tout système numérique et vaut dans le présent cas, entre 0.5 et 3 ms [11]. La figure 2.11 illustre la valeur extrême de ce retard.

#### 2.8.5 Modèle du convertisseur

A partir des résultats précédents, il est possible d'établir un modèle unique pour les trois convertisseurs afin d'étudier leurs comportements dynamiques. Ce modèle apparaît à la figure 2.12. Les convertisseurs sont représentés par un gain  $G_p$  et un échantillonneur-bloqueur conformément au modèle établi par Millán et al. [38]. Le gain  $G_p$  correspond à la pente de la courbe de la figure 2.9. Le micro-ordinateur est simulé par un délai de 2.78 ms qui représente le délai de calcul et par un échantillonneur [12]. Ce modèle sera utilisé au prochain chapitre pour étudier le comportement dynamique d'une source de courant.



Retard

Fig. 2.11 : Illustration du retard dans la réponse de la commande  
(cas extrême)

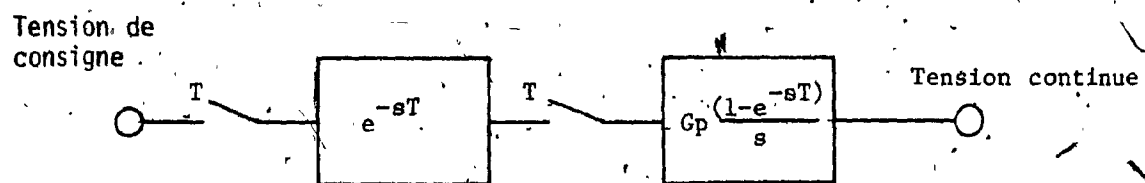


Fig. 2.12 Modélisation des convertisseurs

### 2.9 Convertisseur à stratégie modifiée

La commande qui vient d'être décrite peut facilement être adaptée au convertisseur à stratégie modifiée qui a été mentionné au chapitre précédent. L'adaptation peut être faite soit en modifiant le logiciel, soit en ajoutant des portes additionnelles au circuit de logique externe. La première solution implique une ré-écriture d'une partie des programmes, entre autres, du sous-programme d'interruption par  $T_2$  et demanderait un temps de mise au point difficilement prévisible. Par contre, l'addition de quelques portes logiques permet de recombinaison les signaux d'allumage de façon à obtenir les signaux appropriés à la stratégie modifiée. Cette modification apparaît à la figure 2.13, c'est cette solution, exigeant un minimum de temps et d'efforts, qui fut choisie.

L'addition de ces deux circuits intégrés supplémentaires entre la carte de logique externe et les amplificateurs de gâchette a permis de vérifier expérimentalement la similitude du convertisseur à 7 thyristors et du convertisseur à stratégie de commande modifiée en plus de confirmer l'existence des problèmes de commutation inhérents à cette stratégie, problèmes ayant été soulignés à la section 1.12.



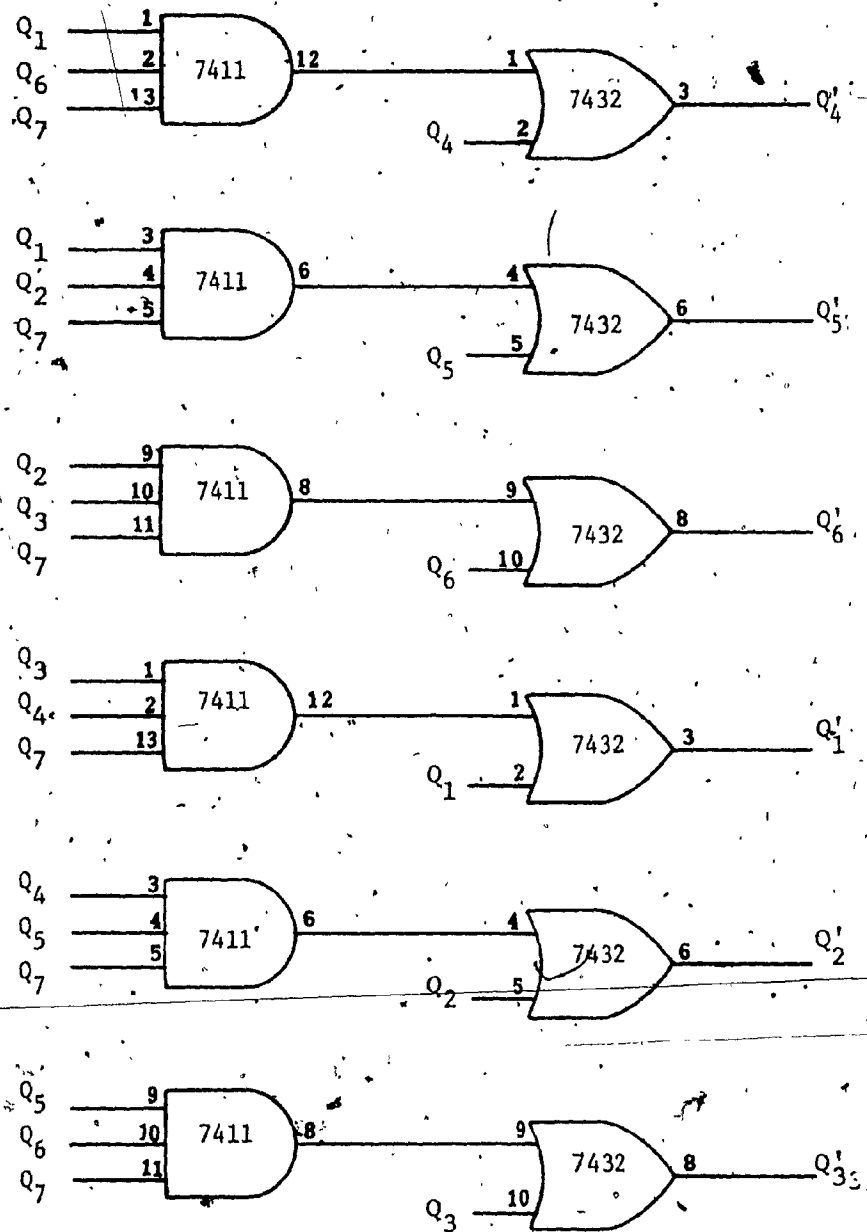


Fig. 2.13 : Circuit pour obtenir la stratégie de commande modifiée à partir du convertisseur à 7 thyristors

REGLAGE EN COURANT ET EN TENSION

3.1 Introduction

Ce chapitre discute du réglage en courant et en tension des convertisseurs. La première partie propose une méthode d'analyse d'une source de courant qui utilise la transformée en  $z$ . Cette technique permet de tenir compte des délais dans le convertisseur et des retards de calcul dans les micro-ordinateurs. La seconde partie du chapitre porte sur une méthode auto-adaptative pour régler en tension les convertisseurs. Finalement, la troisième partie décrit les circuits et le logiciel développés pour implémenter un réglage tension-courant dans le circuit rotorique d'une machine asynchrone.

---

3.2.1 Source de courant et transformée en z

Dans la plupart des systèmes d'entraînement modernes, des circuits de réglage en courant se retrouvent comme boucle auxiliaire de rétroaction (figure 3.1). Cette boucle non seulement permet d'ajuster la réponse dynamique en courant de la machine mais aussi la protège contre les courts-circuits et les surcharges en limitant le courant à des valeurs raisonnables. Le fait qu'il soit possible de limiter le courant sans l'addition de circuiterie supplémentaire est la raison principale qui justifie ce type de réglage plutôt qu'un réglage en tension [39]. De plus, dans les applications où la grandeur commandée est le couple et non la vitesse, un réglage en courant est avantageux car il donne accès directement au couple électromécanique.

Dans le cas des régulateurs de courant analogiques, les gains du compensateur proportionnel-intégrateur se calculent facilement en considérant le convertisseur comme un amplificateur idéal et en utilisant la méthode de la transformée de Laplace [23, 28]. Toutefois, l'avènement de commandes à logique câblée et à micro-ordinateur a remis en cause cette approche. En effet, la présence d'échantillonneurs et de retards non-négligeables entre l'apparition d'un signal et la réponse du régulateur nécessite l'emploi de méthodes plus élaborées.

Dans cette optique, la présente section propose une méthode de calcul basée sur la transformée en z qui permet de tenir compte de la structure échantillonnée des compensateurs, des retards inhérents à leur fonctionnement et des délais dus à la nature même des convertisseurs à commutation naturelle.

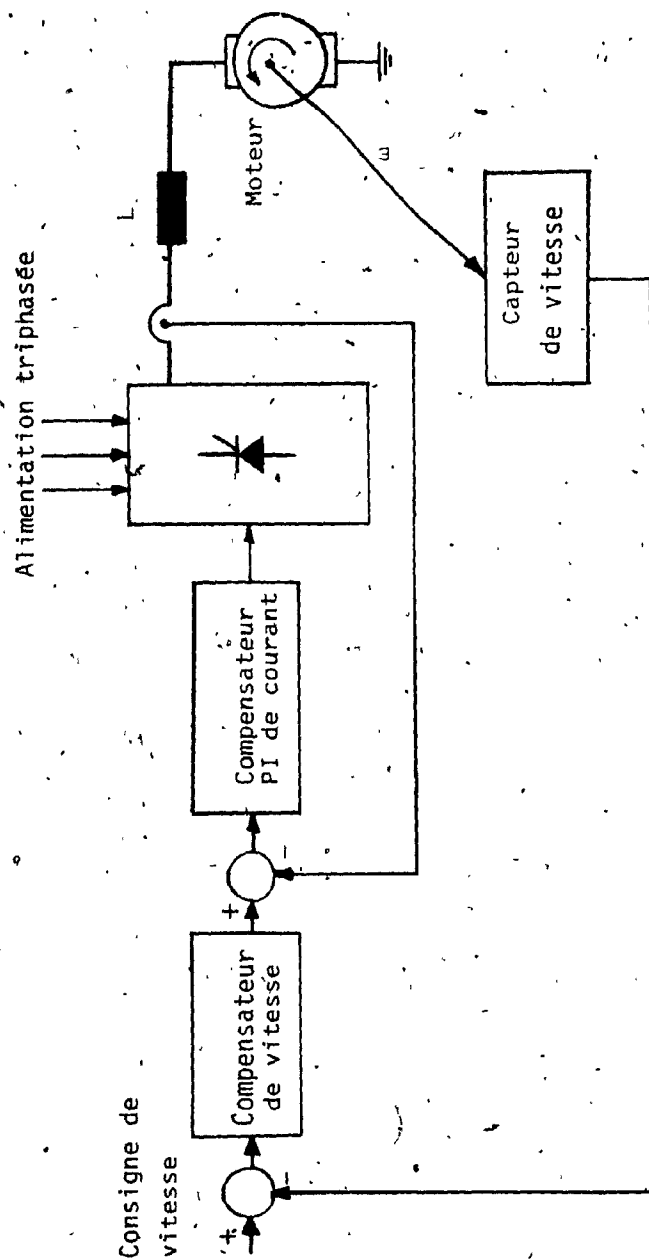


Fig. 3.1 : Entraînement de machine c.c avec asservissement de courant comme  
boucle auxiliaire

Cette approche est particulièrement intéressante si les constantes de temps de la charge sont du même ordre de grandeur que le délai du convertisseur (2.78 ms) ou que les retards de calcul dans les micro-ordinateurs.

La validité de l'utilisation de la transformée en  $z$  pour étudier le comportement dynamique des sources de courant est démontrée à partir de deux exemples. Le premier cas examiné représente une source de courant classique dans laquelle le convertisseur est modélisé par un échantillonneur-bloqueur. Cet exemple inclut l'effet d'un filtre passe-bas dans le circuit de mesure du courant. Le deuxième exemple porte sur une source de courant à deux micro-ordinateurs avec plusieurs retards de calculs mais sans aucun filtre dans la boucle de rétroaction. L'élimination du filtre a été permis grâce à une nouvelle technique de mesure de la valeur moyenne du courant qui est décrite plus loin dans ce chapitre.

Dans les démonstrations qui suivent, la machine est modélisée par un simple circuit R-L. Cette représentation est correcte si la constante de temps mécanique de l'entraînement est beaucoup plus longue que la constante de temps électrique de la machine. Sauf pour de très petites machines, cette hypothèse est normalement vérifiée [40]. Dans ces conditions, la vitesse de la machine ainsi que sa force contre-électromotrice demeurent à peu près inchangée durant la durée de la transitoire et un modèle R-L est suffisant.

### 3.2.2 Analyse transitoire d'une source de courant avec filtre dans la boucle de rétroaction

La figure 3.2 donne un aperçu du premier circuit étudié. Ce circuit qui commande un pont classique a été entièrement réalisé à partir de logique.

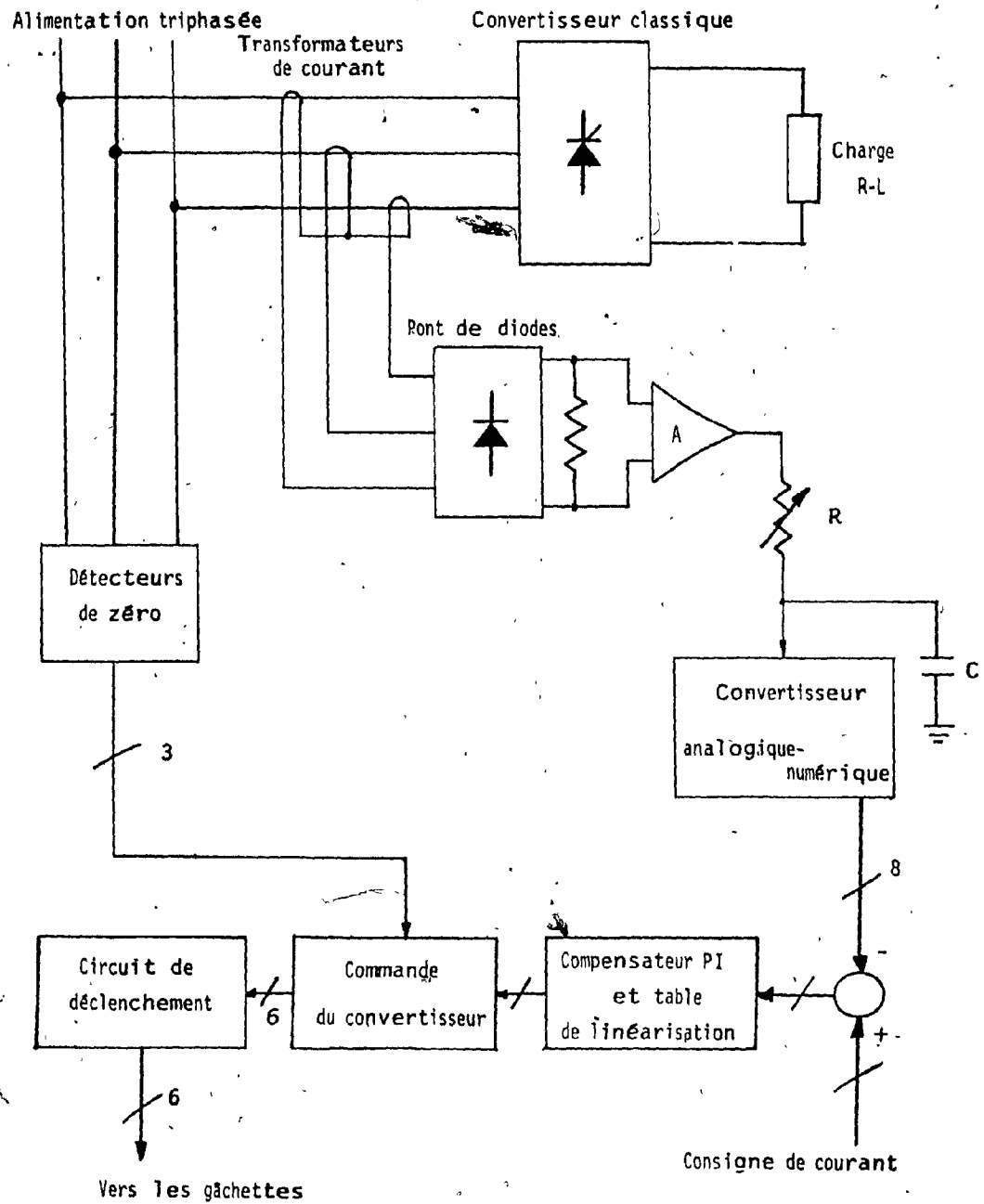


Fig. 3.2 Source de courant # 1

câblée. Les impulsions de gâchette sont produites à partir de compteurs et le régulateur proportionnel-intégrateur emploie des unités arithmétiques 74181. La fonction de transfert est linéarisée à partir d'une mémoire morte qui contient une fonction cosinus inverse. La valeur du courant continu est obtenue en mesurant les courants de ligne par des transformateurs de courant. La sortie de ces transformateurs est redressée, filtrée pour en extraire la valeur moyenne et, finalement, transformée en un signal numérique par un convertisseur analogique à numérique. L'ensemble qui fonctionne avec un taux d'échantillonnage de 9,5 kHz, ne présente aucun retard significatif de calcul. Cette source de courant a été décrite en détail aux références 25 et 41.

Le diagramme synoptique de la source apparaît à la figure 3.3. Le convertisseur est représenté par le modèle décrit au chapitre précédent à savoir: un gain et un échantillonneur-bloqueur dont la fréquence d'échantillonnage est de 360 Hz. Le régulateur PI quoique numérique est simulé par son équivalent continu. En effet, sa fréquence d'échantillonnage est suffisamment élevée pour qu'il se comporte comme un PI analogique. Un circuit R-L et un gain  $K_h$  suivi d'un filtre passe-bas du premier ordre complètent le modèle et représentent respectivement la charge et le circuit de mesure du courant.

Une analyse transitoire à partir de la transformée de Laplace ne permet pas de tenir compte du retard de  $60^\circ$  inhérent aux convertisseurs triphasés. Cette approche peut même mener à des résultats aberrants si la constante de temps de la charge est de l'ordre du délai dans le convertisseur, ou lorsqu'on tente d'étudier le comportement en court-circuit. Par contre, la transformée en  $z$  permet de traiter le convertisseur comme

un système échantillonné et de considérer le délai de  $60^\circ$ .

L'obtention de la réponse à l'échelon dans le domaine des  $z$  s'apparente à l'approche habituelle utilisée dans le domaine des  $s$ . Le développement qui suit emploie le système de notation proposée par Tou [42] et Jury [43]. Ainsi,  $R(s)$  représente l'échelon unitaire,  $E(s)$  l'erreur à l'entrée du régulateur PI,  $U(s)$  le signal à l'entrée du convertisseur et  $C(s)$  le courant à la sortie de la source. Un astérisque accolé à une variable signifie que le signal est échantillonné plutôt que continu. Finalement, dans cet exemple,  $G_1$ ,  $G_2$ ,  $G_3$  et  $H$  représentent respectivement la fonction de transfert du régulateur PI, du convertisseur, de la charge et enfin, du circuit de mesure du courant.

La première étape consiste à établir la fonction de transfert du système global (cf. figure 3.3). Le signal à la sortie du régulateur est:

$$U(s) = E(s) G_1(s) \quad (3.1)$$

et après l'échantillonneur

$$U^*(s) = E^*(s) G_1^*(s) \quad (3.2)$$

De plus:

$$E(s) = R(s) - U(s) G_2 G_3 H(s) \quad (3.3)$$

$$\text{et} \quad E^*(s) = R^*(s) - U^*(s) G_2 G_3 H^*(s) \quad (3.4)$$

Combinant 3.2 et 3.4:

$$U^*(s) = \frac{G_1^*(s) R^*(s)}{1 + G_1^*(s) G_2 G_3 H^*(s)} \quad (3.5)$$

De la même façon:

$$C(s) = U^*(s) G_2 G_3(s) \quad (3.6)$$



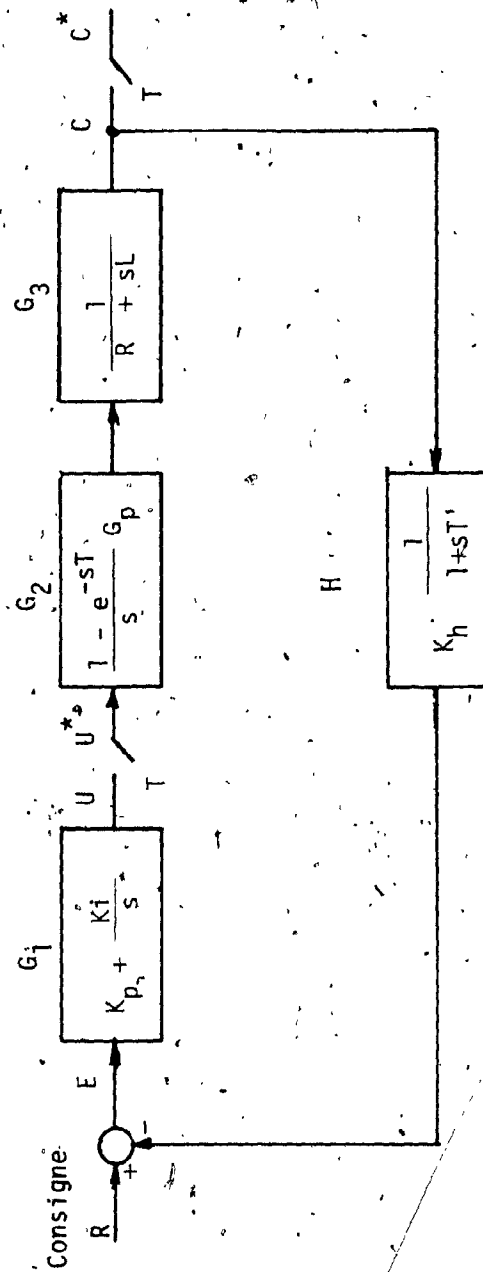


Fig. 3.3 : Schéma synoptique de la source de courant, # 1

$$C^*(s) = U^*(s) G_2 G_3^*(s) \quad (3.7)$$

Finalement, combinant 3.5 et 3.7:

$$C^*(s) = \frac{G_1^*(s) G_2 G_3^*(s) R^*(s)}{1 + G_1^*(s) G_2 G_3 H^*(s)} \quad (3.8)$$

ou dans le domaine des  $z$

$$C(z) = \frac{G_1(z) G_2 G_3(z) R(z)}{1 + G_1(z) G_2 G_3 H(z)} \quad (3.9)$$

Il s'agit maintenant de remplacer chacun des blocs par leur fonction de transfert:

$$G_1(z) = Z \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) = K_p + K_i \frac{z}{z-1} \quad (3.10)$$

$$G_2 G_3(z) = \frac{G_p (1 - e^{-aT})}{R (z - e^{-aT})} \quad (3.11)$$

où  $a = R/L$  (3.12)

et  $T = 2.78 \text{ ms}$  (3.13)

$$G_1 G_2 H(z) = \frac{G_p K_h}{R} \frac{(L_1 z - L_2)}{(z - e^{-aT})(z - e^{-bT})} \quad (3.14)$$

où

$$L_1 = a(1 - e^{-aT}) - b(1 - e^{-aT}) \quad (3.15)$$

$$L_2 = ae^{-aT}(1 - e^{-bT}) - be^{-bT}(1 + e^{-aT}) \quad (3.16)$$

et

$$b = 1/T' \quad (3.17)$$

$$R(z) = \frac{z}{z-1} \quad (3.18)$$

Après plusieurs manipulations:

$$C(z) = \frac{G_p/R(1 - e^{-aT})(z - e^{-bT}) K_p(z - 1) + K_i z}{(z-1)(z-e^{-aT})(z-e^{-bT})(z-1) + L_4(L_1 z - L_2)(z-1) + L_3 z(L_1 z - L_2)} \quad (3.19)$$

$$\text{ou } L_3 = \frac{G_p K_i K_h}{R(a - b)} \quad (3.20)$$

$$L_4 = \frac{G_p K_p K_h}{R(a - b)} \quad (3.21)$$

A ce stade, toutes les constantes doivent être remplacées par leur valeur et  $C(z)$  devient un quotient de deux polynômes.

$$C(z) = \frac{n_1 z^{-1} + n_2 z^{-2} + n_3 z^{-3}}{1 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2} + d_3 z^{-3} + d_4 z^{-4}} \quad (3.22)$$

L'étape finale consiste à effectuer la division des deux polynômes.

$C(z)$  est alors exprimé de la façon suivante:

$$C(z) = q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2} + \dots + q_n z^{-n}. \quad (3.23)$$

La valeur du courant  $C(t)$  est simplement à tout instant d'échantillonnage  $nT$ :

$$C(nT) = q_n \quad (3.24)$$

Cette dernière relation permet d'obtenir la réponse temporelle de la source de courant. L'équation 3.23 peut être évaluée pour différentes valeurs des gains  $K_p$ ,  $K_i$  et de la constante de temps  $T$ . Il est alors possible de choisir les paramètres pour obtenir la meilleure performance possible de la source de courant.

L'efficacité de la méthode a été vérifiée en comparant les résultats obtenus analytiquement et expérimentalement pour une charge dont la résistance était de  $100\ \Omega$  et l'inductance de  $0.2\ \text{H}$ . Cette charge a été choisie parce que sa constante de temps,  $2\ \text{ms}$ , était du même ordre de grandeur que le délai moyen dans le convertisseur. Cette étude a permis de mettre en évidence les effets néfastes du filtre passe-bas dans la boucle de contre-réaction.

La figure 3.4 montre la réponse théorique pour trois différents points d'opération du régulateur. Les photographies de la figure 3.5 correspondent aux trois points d'opération de la figure précédente. L'accord entre les deux séries de résultats est bon. Les deux premières réponses mettent en évidence l'effet déstabilisateur du filtre passe-bas et la troisième démontre qu'il est possible d'ajuster le régulateur de façon à obtenir une réponse presque optimale de la source. On peut cependant noter que les résultats expérimentaux sont toujours plus amortis, donc plus stables, que les prédictions analytiques.

### 3.2.3 Analyse transitoire d'une source de courant avec retards de calcul

Cette source de courant basée sur le convertisseur à huit thyristors [12] emploie deux micro-ordinateurs : le premier utilise le programme décrit au chapitre précédent et génère les impulsions de gâchette; le second implémente un régulateur PI et compense les variations de la tension alternative d'alimentation. Cette source de courant a été, par la suite, modifiée pour l'entraînement d'une machine d'induction à rotor bobiné décrit au prochain chapitre. Cette étude préliminaire a permis de déterminer, a priori, la faisabilité du système et une valeur approximative des gains.

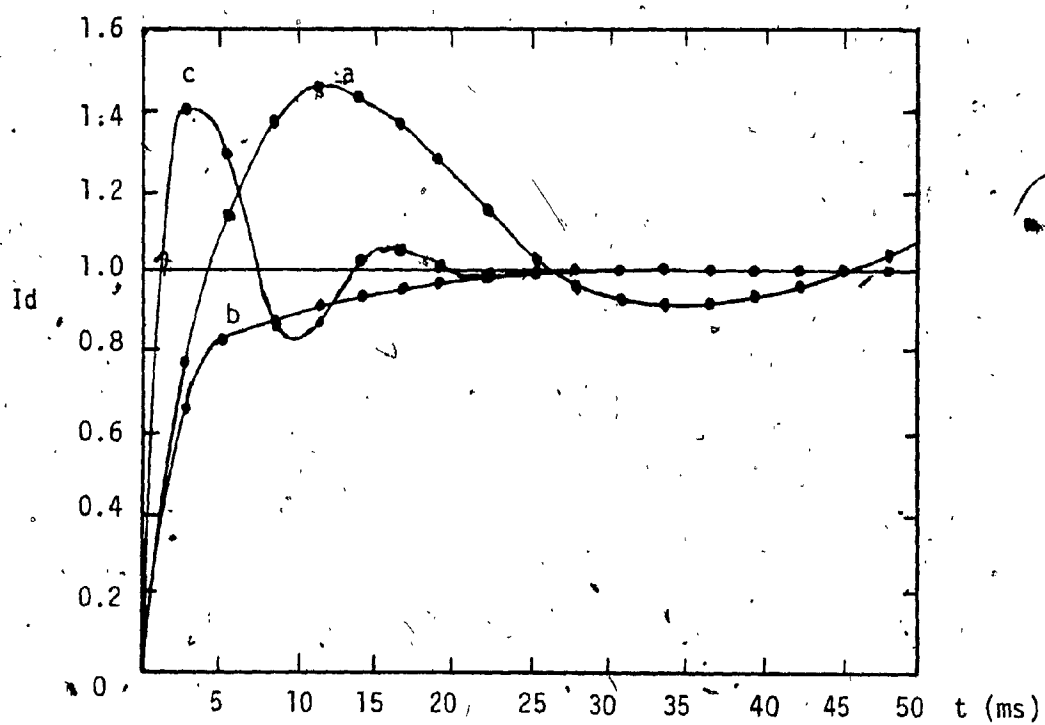


Fig. 3.4 : Réponse théorique normalisée de la source de courant #1

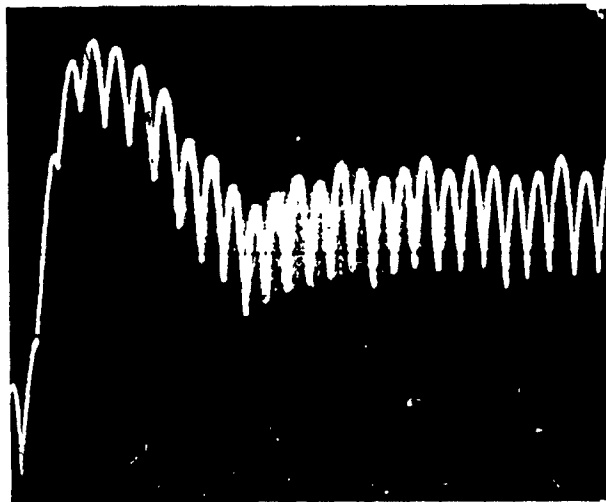


Fig. 3.5a : Réponse temporelle

 $K_p, K_i : 0.5$  $T' : 8 \text{ ms}$ 

Horizontal: 8 ms/div.

Vertical : 0.27 A /div.

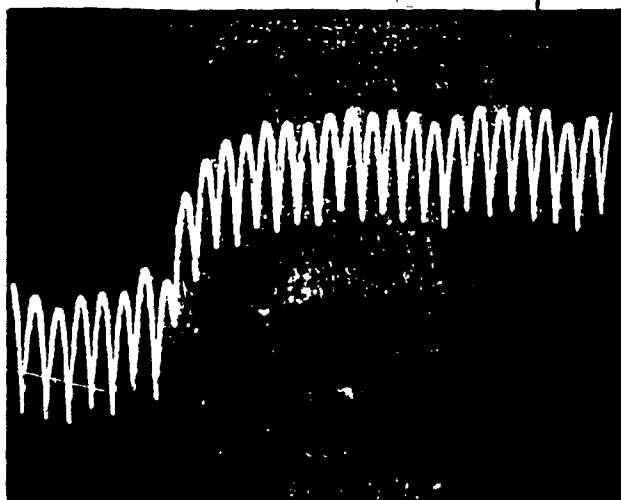


Fig. 3.5b: Réponse temporelle

 $K_p, K_i : 0.5$  $T' : 1 \text{ ms}$ 

Horizontal: 8 ms/div.

Vertical : 0.27 A /div.

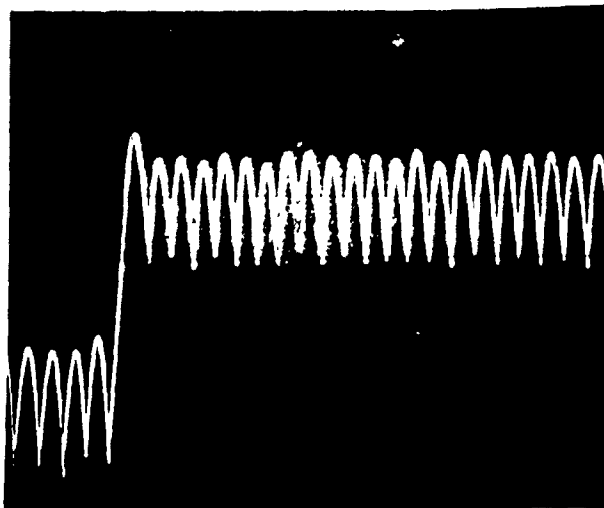


Fig. 3.5c : Réponse temporelle

 $K_p, K_i : 1.0$  $T' : 1.8 \text{ ms}$ 

Horizontal: 8 ms/div

Vertical : 0.27 A /div.

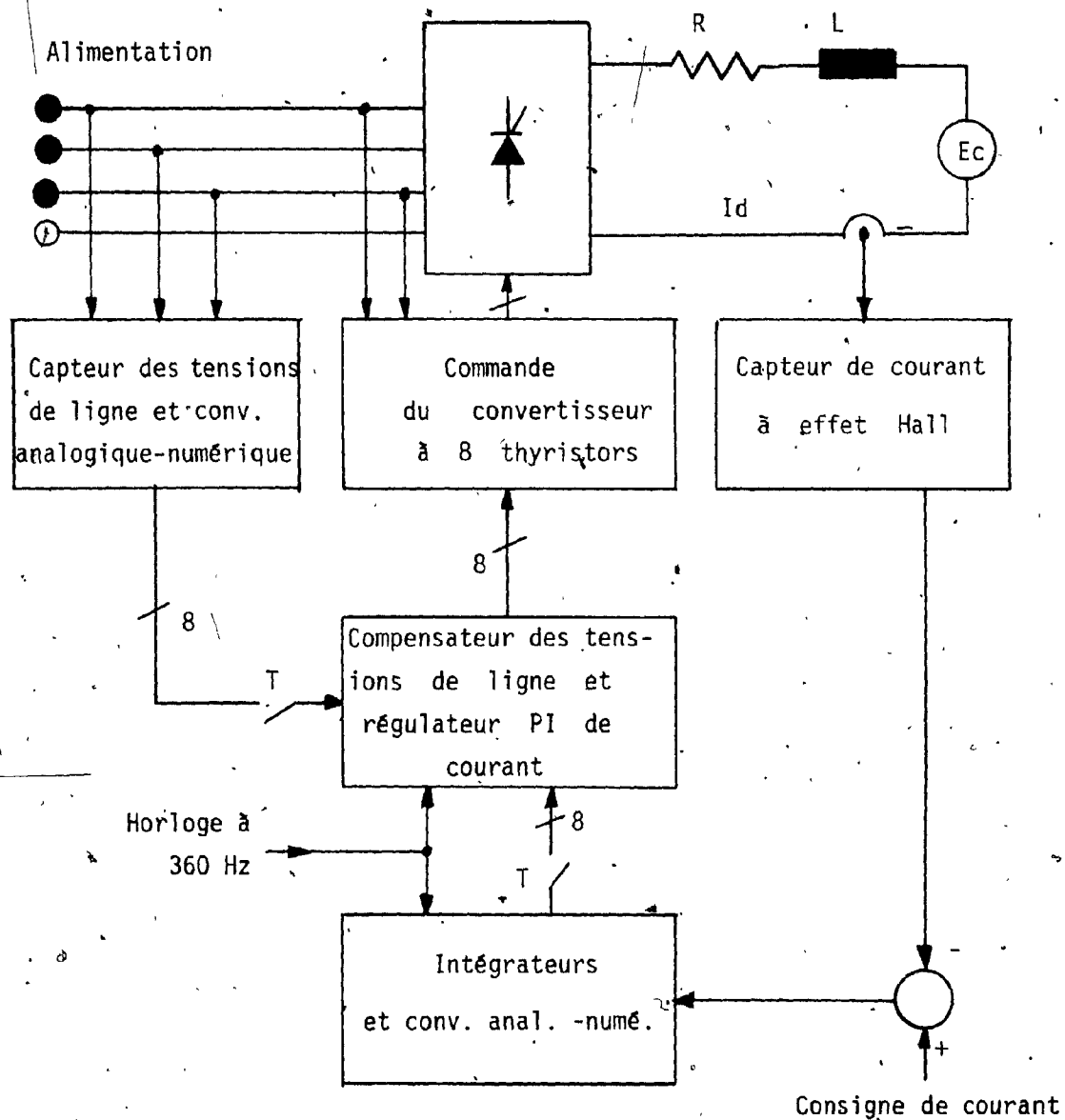


Fig. 3.6 : Source de courant #2

Le schéma d'ensemble de la source apparaît à la figure 3.6 et son diagramme synoptique à la figure 3.7. Les modèles du convertisseur, de la charge et du régulateur PI restent les mêmes que ceux de l'exemple précédent. La mise au point d'un nouveau circuit de mesure du courant a permis d'éliminer le filtre dans la boucle de rétroaction qui n'est plus représenté que par le gain  $K_h$ . Finalement, un échantillonneur-bloqueur, deux échantillonneurs et deux délais unitaires tiennent compte des deux micro-ordinateurs et des retards de calcul.

L'analyse se fait de la même façon que précédemment. Si  $G_1$ ,  $G_2$  et  $G_3$  représentent respectivement la fonction de transfert du régulateur PI, du circuit de commande et de l'ensemble convertisseur-charge, l'expression de  $C^*(s)$  est:

$$C^*(s) = \frac{G_1^*(s) G_2^*(s) G_3^*(s) R^*(s)}{1 + G_1^*(s) G_2^*(s) K_h G_3^*(s)} \quad (3.25)$$

ou, dans le domaine des  $z$ ,

$$C(z) = \frac{G_1(z) G_2(z) G_3(z) R(z)}{1 + G_1(z) G_2(z) K_h G_3(z)} \quad (3.26)$$

$$\text{ou } G_1(z) = \left( K_p + \frac{K_i T}{z-1} \right) z^{-1} \quad (3.27)$$

$$G_2(z) = z^{-1} \quad (3.28)$$

$$G_3(z) = \frac{G_p}{R} \frac{(1-e^{-aT})}{(z-e^{-aT})} \quad (3.29)$$

$$\text{avec } a = R/L \quad (3.30)$$

$$R(z) = \frac{z}{z-1} \quad (3.18)$$



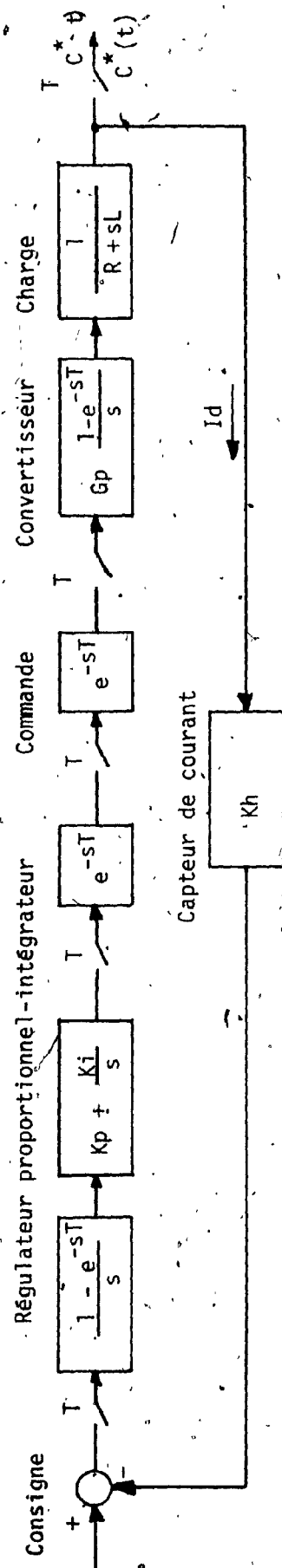


Fig. 3.7 : Schéma synoptique de la source de courant #2

Après quelques manipulations (!), l'équation 3.26 est transformée en un quotient de deux polynômes:

$$C(z) = \frac{n_3 z^{-3} + n_4 z^{-4}}{1 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2} + d_3 z^{-3} + d_4 z^{-4} + d_5 z^{-5}} \quad (3.31)$$

$$n_3 = G_p K_p (1 - e^{-aT}) / R = L_1 \quad (3.32)$$

$$n_4 = TK_i G_p (1 - e^{-aT}) / R = L_1 = L_2 - L_1 \quad (3.33)$$

$$d_1 = -(2 + e^{-aT}) \quad (3.34)$$

$$d_2 = 1 + 2e^{-aT} \quad (3.35)$$

$$d_3 = L_1 Kh - e^{-aT} \quad (3.36)$$

$$d_4 = (L_2 - 2L_1) Kh \quad (3.37)$$

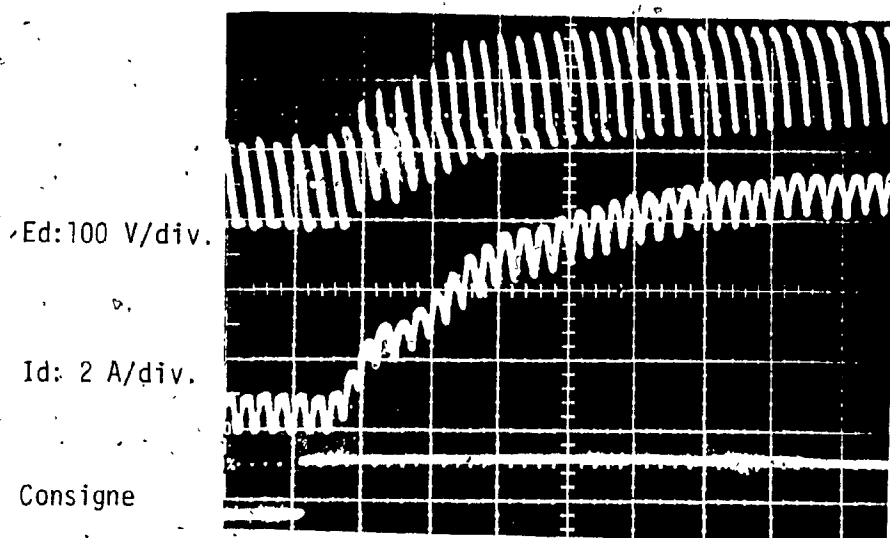
$$d_5 = (L_1 - L_2) Kh \quad (3.38)$$

L'absence de termes en  $z^{-1}$  et en  $z^{-2}$  au numérateur s'explique par la présence des deux délais unitaires dans le circuit équivalent. De nouveau, l'étape finale consiste à effectuer la division des deux polynômes afin d'obtenir la réponse à l'échelon de la source.

$$C(z) = q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2} + \dots + q_n z^{-n} \quad (3.23)$$

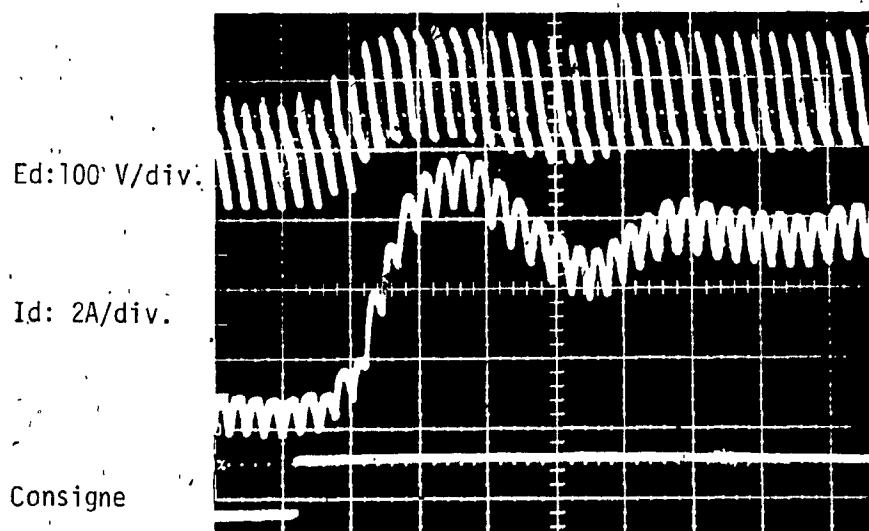
et  $C(nT) = q_n$

L'équation 3.31 a été vérifiée expérimentalement pour plusieurs charges et divers ajustements des gains. Deux exemples représentatifs apparaissent à la figure 3.8. Les constantes de temps des charges de ces exemples sont respectivement de 1.6 ms et de 2.9 ms soit de l'ordre des délais dans les micro-ordinateurs.



Horizontal: 10 ms/div.

Fig. 3.8a : Réponse temporelle de la source de courant expérimentale  
 (  $K_p:0.25$ ,  $K_i:90$  V/s,  $R:31.6$  ohms,  $L:50$  mH,  $G_p:52$  V/V,  
 $K_h:0.47$  A/V )



Horizontal: 10 ms/div.

Fig. 3.8b : Réponse temporelle de la source de courant expérimentale  
 (  $K_p:0.5$ ,  $K_i:135$  V/s,  $R:16.9$  ohms,  $L:50$  mH,  $G_p:52$  V/V,  
 $K_h:0.47$  A/V )

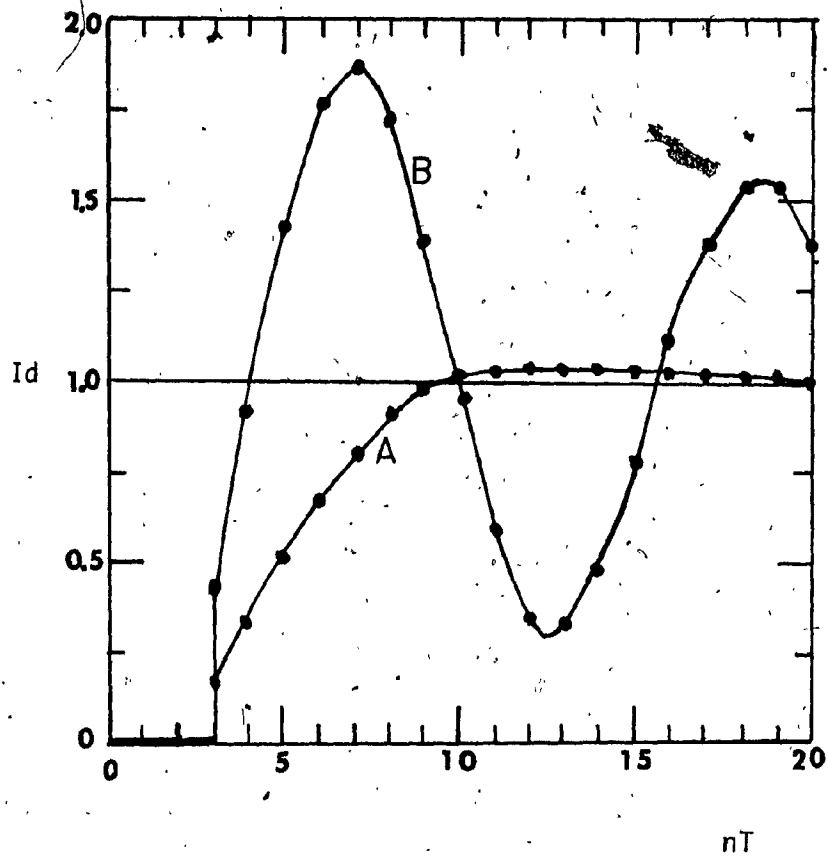


Fig. 3.9 : Réponse théorique normalisée de la source de courant #2

Ces derniers sont d'ailleurs clairement visibles sur les photographies: il existe un retard d'environ 5 ms entre l'instant d'apparition d'une nouvelle consigne de courant et le début de la réponse du système. La réponse théorique obtenue à partir de l'équation 3.31 apparaît à la figure 3.9. Les résultats expérimentaux concordent bien avec les valeurs calculées et, de nouveau, les résultats analytiques sont moins amortis que les valeurs mesurées au laboratoire.

#### 3.2.4 Commentaires sur l'utilisation de la transformée en $z$ pour l'étude des sources de courant

Les deux exemples précédents démontrent que la transformée en  $z$  est un outil valable et puissant pour étudier la réponse transitoire des sources de courant. Cependant, certains commentaires s'imposent.

- L'analyse à partir de la transformée en  $z$  est très sensible à la précision des paramètres du circuit. La connaissance de la valeur exacte des gains, de la résistance de la charge et, en particulier, de son inductance est essentielle pour obtenir des résultats cohérents. Une erreur de quelques pour cent suffit pour obtenir un système instable sur l'ordinateur qui, par contre, est parfaitement stable au laboratoire.
- Les résultats expérimentaux sont systématiquement plus amortis que les résultats théoriques. Un système stable en simulation, l'est à coup sûr au laboratoire.

- L'exactitude de la simulation dépend énormément de la précision des calculs durant la division des polynômes. Les erreurs d'arrondi ne pardonnent pas.

De plus, il existe plusieurs différences mineures entre le modèle et le système réel.

- Le modèle du convertisseur n'est pas parfaitement correct. La tension continue n'est pas constante comme le suppose l'utilisation d'un échantillonneur bloqueur. Qui plus est, durant une transitoire, l'intervalle entre l'allumage de deux paires de thyristors n'est plus de  $60^\circ$  mais varie.
- Au laboratoire, les échantillonneurs ne sont pas tous synchronisés entre eux.
- L'analyse théorique suppose que la valeur de consigne change de façon synchrone avec les échantillonneurs. En réalité, la consigne change de façon complètement aléatoire entre deux instants d'échantillonnage.

Toutes ces raisons expliquent les légères différences entre le modèle et le système expérimental.

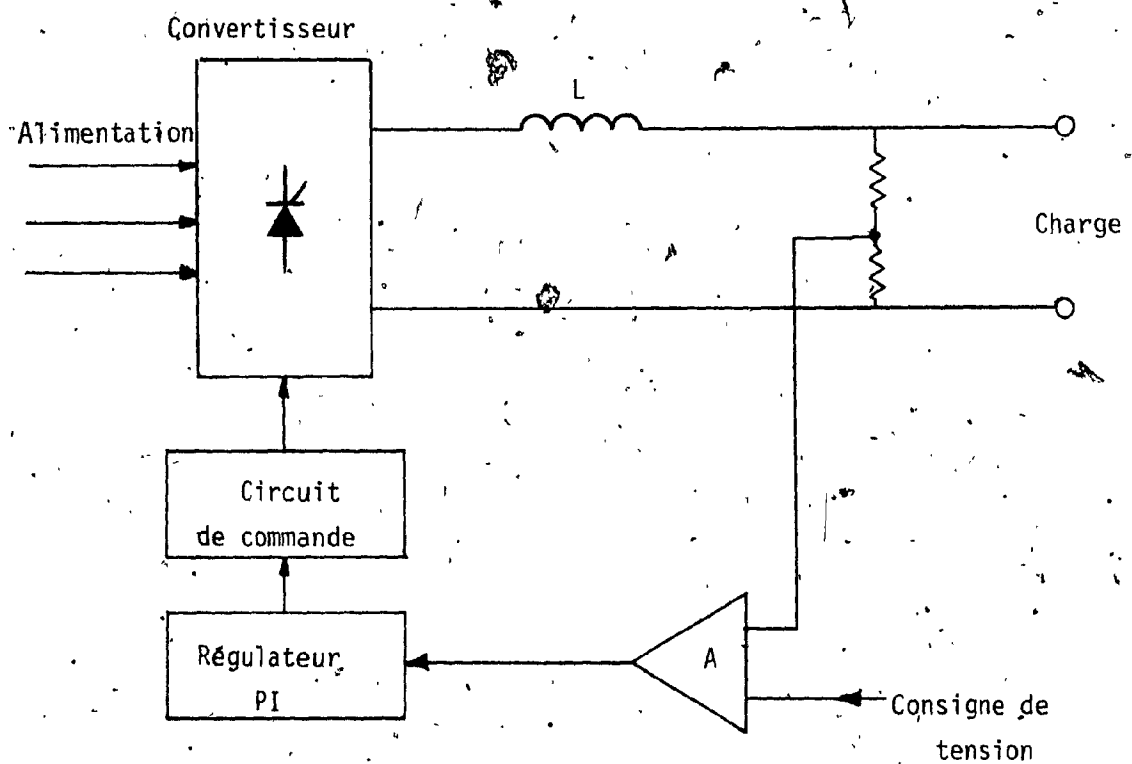


Fig. 3.10 : Asservissement classique en tension d'un convertisseur

### 3.3. Réglage en tension

#### Introduction

La façon habituelle d'asservir en tension un convertisseur de courant est par une boucle de rétroaction: un échantillon de la tension redressée est comparé au signal de consigne,  $S_c$ , et le signal de commande est obtenu après avoir traité l'erreur par un compensateur, habituellement de type PI (figure 3.10). Ce type de réglage est performant si les paramètres de la charge peuvent être identifiés et ne varient pas dans le temps. Par contre, si les paramètres de la charge changent avec le point d'opération, les risques d'instabilité s'accroissent. La commande doit, alors être réglée pour les pires conditions d'opération. Très souvent, suite à ces contraintes, le système n'offre plus qu'une performance médiocre en régime normal.

Une technique différente est présentée dans cette section. Le signal de commande n'est plus dérivé de l'erreur mais calculé en se basant sur un modèle auto-adaptatif du convertisseur. Le micro-ordinateur détermine la valeur du signal requis pour maintenir une tension redressée constante en fonction des variables mesurées (tensions, courants ...) et du modèle. Si, en régime permanent, il existe une erreur entre le signal de consigne et la tension redressée, elle est ramenée à zéro en modifiant les paramètres du circuit équivalent plutôt qu'en corrigeant directement le signal de commande. Ce type de commande que l'on peut qualifier de commande à observateur auto-adaptative, a pour principaux avantages d'être stable pour à peu près tous les points d'opération et d'offrir une réponse dynamique rapide quelque soit la charge.



La figure 3.11 montre le circuit équivalent d'un convertisseur de courant. Ce modèle tient compte de l'inductance de source via la résistance fictive  $R_c$  et de la chute de tension dans les semi-conducteurs par une source de tension d'amplitude  $\epsilon$ . La tension redressée,  $E_d$ , est dans ces conditions:

$$E_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E_1 F(\alpha, \delta) - R_{eq} I_d - \epsilon \quad (3.39)$$

La fonction  $F(\alpha, \delta)$  décrit la relation qui existe entre la tension redressée et les angles d'allumage des thyristors principaux et auxiliaires (s'il y a lieu). Si le circuit de commande linéarise la fonction de transfert du convertisseur, comme dans le cas de la commande décrite au chapitre précédent, l'équation 3.39 devient:

$$E_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E_1 S_c - R_{eq} I_d - \epsilon \quad (3.40)$$

où  $S_c$  est le signal de consigne qui varie entre 0 et 1.

Afin de mettre en évidence les variations de tension continue causées par les variations des tensions de ligne, il est possible de réécrire cette dernière équation de la façon suivante:

$$E_d = E_{d0} \frac{E_{1n}}{E_1} S_c - R_{eq} I_d - \epsilon \quad (3.41)$$

où  $E_{1n}$  = tension nominale de ligne

$E_1$  = tension de ligne réelle

et  $E_{d0} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E_1$  = tension continue maximale

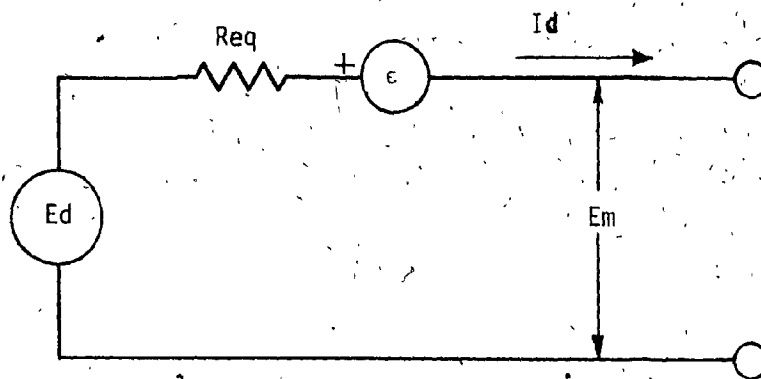


Fig. 3.11 : Circuit équivalent d'un convertisseur.

Cette dernière équation démontre qu'une commande en boucle ouverte du convertisseur est possible. La valeur du signal de consigne,  $Sc$ , à fournir au circuit de commande des angles d'allumage pour obtenir une tension  $Ed$  est:

$$Sc = (Ed + R_{eq} Id + \epsilon) \frac{E_1 n}{E_1 \cdot Ed_0} \quad (3.42)$$

Dans cette équation, le seul terme qui ne peut être mesuré directement et dont dépend la précision du réglage, est  $R_{eq}$ ; la résistance fictive représente à la fois le phénomène d'empiètement et les chutes ohmiques dans l'inductance de lissage, les transformateurs, les fils et les connexions.

Dans le cas du convertisseur classique,  $R_{eq}$  peut être estimée avec une bonne précision si l'installation est moins importante et sa valeur fournie sous la forme d'une constante au programme. Par contre, pour les convertisseurs à sept et à huit thyristors, la valeur change avec le mode d'opération et une valeur pré-calculée ne peut être utilisée. Une mesure en temps réel est donc essentielle afin d'obtenir un réglage précis de la tension redressée.

#### Détermination de $R_{eq}$

Si, en plus de mesurer  $Id$  et  $E_1$ , la tension continue  $Ed$  est elle aussi mesurée, la résistance équivalente du convertisseur peut être déterminée en temps réel et en fonction du point d'opération. En effet, la différence entre le signal de consigne,  $Sc$ , et la tension continue mesurée,  $Em$ , est tout simplement égale à la chute de tension dans le convertisseur. En conséquence:

$$Sc E_1 \frac{Ed_0}{E_{1n}} - Em = r_{eq} Id + \epsilon \quad (3.43)$$

$$\text{D'où: } r_{eq} = \frac{Sc \frac{E_1}{E_{1n}} Ed_0 - Em - \epsilon}{Id} \quad (3.44)$$

Pour être utilisable, cette équation doit être modifiée pour tenir compte que la commande se fait par deux micro-ordinateurs et qu'il existe un délai de deux périodes d'échantillonnage, soit 5.55 ms, entre l'apparition d'une nouvelle consigne de tension et sa réalisation. Si la tension redressée,  $Ed$ , et le courant  $Id$  sont mesurés à la même fréquence que l'allumage des thyristors principaux (i.e. 360 Hz), l'équation 3.44 devient:

$$r_{eq}(t) = \frac{Sc Ed_0 \frac{E_1}{E_{1n}} (t-2) - Em(t)}{Id(t)} \quad (3.45)$$

Cette valeur de  $r_{eq}$ , disponible à tous les 60°, est sujette à plusieurs erreurs de calcul et de mesure principalement durant les variations importantes des angles d'allumage. De plus, comme la valeur de la résistance équivalente ne varie habituellement pas, il est préférable de déterminer la valeur moyenne de  $r_{eq}$  sur un intervalle beaucoup plus long. La valeur moyenne de la résistance équivalente,  $R_{eq}$ , est obtenue en filtrant les valeurs instantanées par un filtre passe-bas numérique:

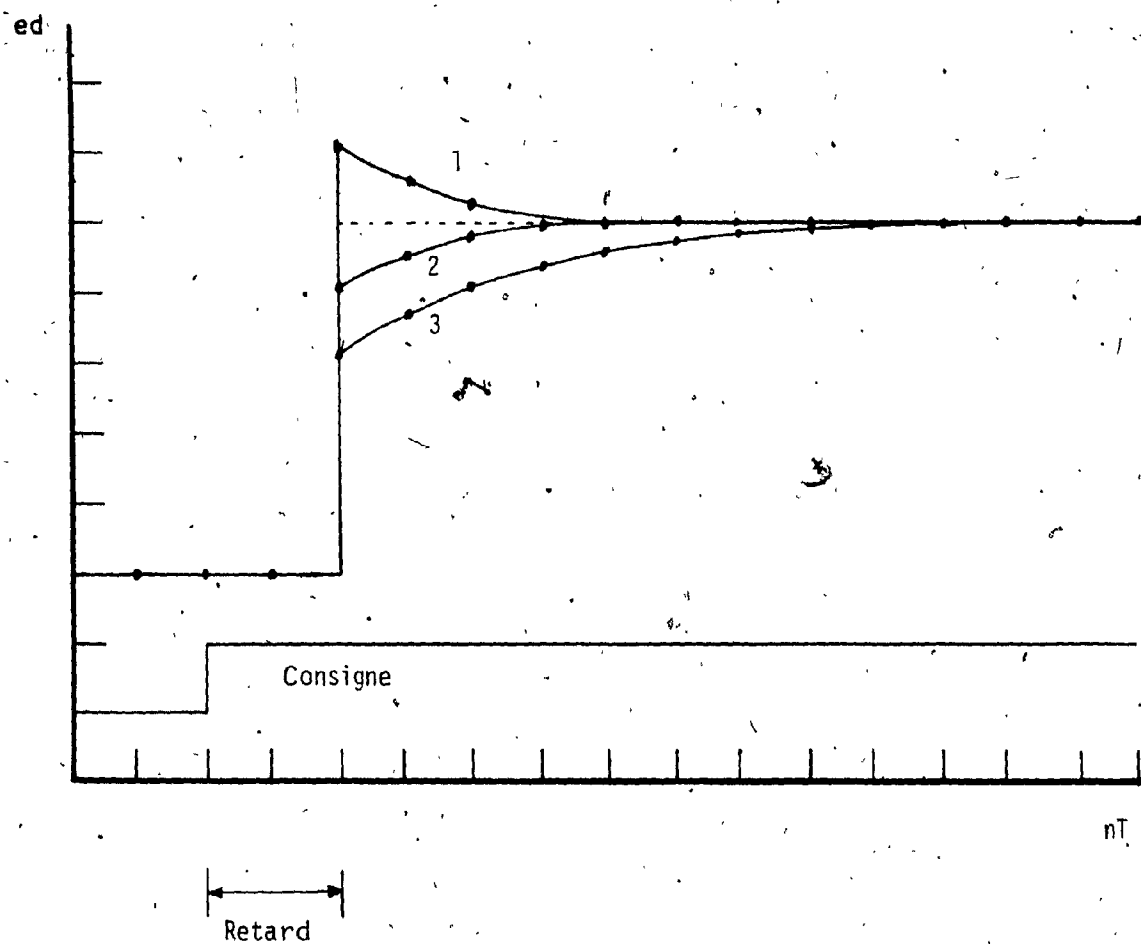
$$R_{eq}(t) = K R_{eq}(t-1) + (1-K) r_{eq}(t) \quad (3.46)$$

La constante  $K$  dont la valeur doit être entre 0 et 1, fixe la constante de temps du filtre.

Lors d'un changement du point d'opération du convertisseur, la correction calculée pour tenir compte de  $R_{eq}$  est basée sur sa valeur mémorisée à cet instant. Même si cette évaluation est assez éloignée de sa valeur réelle au nouveau point d'opération, l'erreur sur la tension redressée ne sera, au maximum, que de quelques volts. La réponse de ce type de commande est donc très rapide. De plus, au fur et à mesure, que la valeur calculée de  $R_{eq}$  approche de sa valeur exacte, l'erreur diminue pour finalement devenir nulle en régime permanent.

La réponse de ce type de commande est illustrée à la figure 3.12. Si lors d'une transitoire, la valeur en mémoire de  $R_{eq}$  est plus grande que sa valeur réelle, il y a dépassement et la réponse est sous-amortie; si elle est plus petite, la correction est insuffisante et la réponse est sur-amortie; finalement, si la résistance équivalente du convertisseur est demeuré inchangée, le régime permanent est atteint après un seul changement d'angle. Toutefois, que la réponse soit sur ou sous-amortie, l'amplitude maximale de l'erreur, lors de la première correction d'angle, est toujours petite. Dans tous les cas, dû au retard dans les deux micro-ordinateurs (celui qui implémente le réglage en tension et celui qui commande les thyristors), il existe un délai de  $120^\circ$  entre l'apparition d'une nouvelle consigne et la réponse du convertisseur.

Le gain  $K$  du filtre fixe l'intervalle de temps nécessaire avant d'atteindre le régime permanent. Plus  $K$  est proche de zéro, plus la réponse est rapide. Par contre, la commande est beaucoup plus sensible aux erreurs de calcul et de mesure qui surviennent lors de transitoires



- 1: Évaluation de  $R_{eq}$  trop grande: gain  $K_1$
- 2: Évaluation de  $R_{eq}$  trop petite: gain  $K_1$
- 3: Évaluation de  $R_{eq}$  trop petite: gain  $K_2$ ;  $K_2 > K_1$

Fig. 3.12 : Réponse temporelle de la source de tension

importantes ou occasionnées par des bruits. Expérimentalement, il a été déterminé qu'une valeur entre  $1/255$  et  $1/32$  était adéquate pour  $K$ .

De plus, lors d'un changement du courant de charge, la variation de la tension redressée est extrêmement petite. En effet, puisque la résistance équivalente du convertisseur est compensée ce dernier apparaît comme une source à impédance nulle. Toute variation de  $I_d$  amène une correction immédiate de la tension de consigne. Or, comme le pont d'opération demeure à peu près inchangé, l'évaluation de  $R_{eq}$  est très proche de sa vraie valeur et, en conséquence, l'erreur sur le terme  $R_{eq} I_d$  est, à toutes fins utiles, nulle. La réponse est donc très rapide.

Il en est de même pour toute variation de la tension d'alimentation. En effet, la valeur de consigne est immédiatement corrigée pour tenir compte de l'écart existant entre la tension d'alimentation nominale et la tension de ligne réelle. L'efficacité de cette technique de compensation a été illustrée à la figure 3.13 pour une source de courant.

#### Passage d'un réglage en tension à un réglage en courant

Dans la majorité des entraînements actuellement sur le marché, les machines (moteur c.c., moteur d'induction à rotor bobiné) sont alimentées par une source de courant. Il semblerait que ce type de réglage soit préféré parce qu'il permet de limiter la valeur maximale du courant et, en conséquence, de protéger la machine et les thyristors contre les surcharges et les courts-circuits. Si un réglage en tension est utilisé, une protection contre les surintensités doit être prévue. L'addition d'une limite de courant, n'est pas en soi difficile, le problème réside dans le coût des

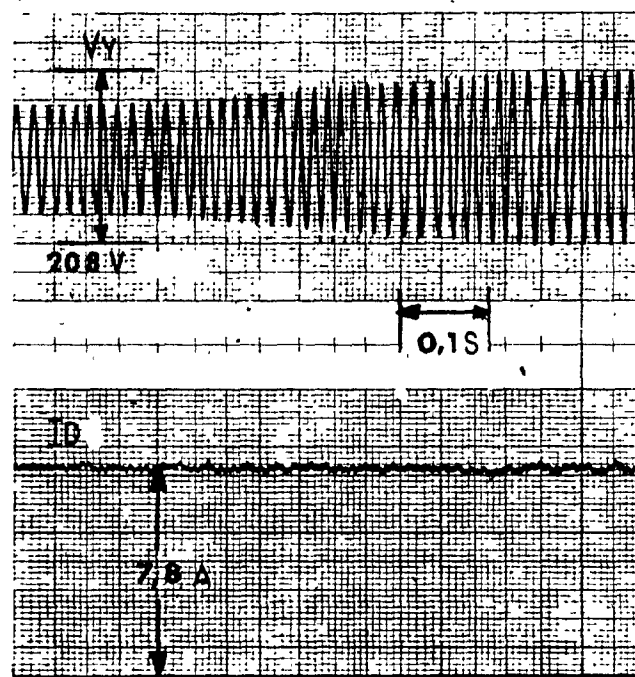


Fig. 3.13 : Réponse du compensateur de correction des variations des tensions de ligne ( $R : 20.5 \text{ ohms}$ ,  $L : 50 \text{ mH}$ ,  $K_p : 0.25$  et  $K_i : 35 \text{ V/s}$  )



composantes additionnelles et dans les transitoires dangereuses qui peuvent survenir lors du passage d'un mode d'opération à l'autre.

L'utilisation d'une commande à micro-ordinateur permet d'apporter une solution acceptable à ces problèmes. En effet, par logiciel, il est possible de passer d'un réglage en tension à un réglage en courant et vice-versa sans produire de transitoires néfastes et sans l'addition de circuiterie supplémentaire. Il suffit que le programme calcule, de façon successive, les tensions de consigne correspondantes à un réglage en tension et à un réglage en courant, et choisisse la plus petite de ces deux valeurs. En régime normal, puisque le courant est de beaucoup inférieur à la valeur maximale permise, l'entraînement en est une source de tension. Au démarrage ou lors d'une surcharge, c'est le réglage en courant qui détermine l'angle d'allumage des thyristors et limite le courant. Si la partie du programme qui procède au choix du type de réglage, est bien écrite, le passage d'un mode à l'autre se fait en souplesse sans transitoires nuisibles.

Cette technique a été appliquée à un entraînement de machine d'induction à rotor bobiné où la variable de commande principale est la tension rotorique. Cet entraînement est décrit au prochain chapitre et des photographies illustrent très bien le passage du mode d'opération d'un type de réglage à l'autre. La dernière partie du présent chapitre est consacrée à la description des circuits de mesures des tensions et des courants ainsi que du logiciel qui implémente ce réglage mixte.

### 3.4 Mesure des tensions et des courants

Les discussions précédentes ont mis en évidence la nécessité de connaître la valeur de la tension de ligne, de la tension redressée et aussi du courant continu pour être capable d'asservir la tension ou le courant de sortie des convertisseurs. Dans les systèmes analogiques, ces signaux sont ramenés à des niveaux acceptables par divers transducteurs et appliqués directement ou avec un minimum de filtrage aux entrées des régulateurs. L'effet de l'ondulation résiduelle présente sur ces signaux est atténué par les compensateurs eux-mêmes et le signal de sortie est stable.

Dans le cas de systèmes échantillonnés, des filtres passe-bas sont nécessaires afin d'obtenir la valeur moyenne des signaux. En effet, si le signal n'est pas filtré, la valeur qui est obtenue à la sortie du convertisseur analogique à numérique, dépend de l'instant de la conversion et de l'amplitude de l'ondulation résiduelle. Celle-ci peut ainsi varier considérablement d'un échantillon à l'autre et être passablement différente de la valeur moyenne du signal à mesurer. L'addition de filtres règle ce problème. Par contre, les constantes de temps de ces filtres qui doivent être beaucoup plus longues que la période de l'ondulation résiduelle ont pour effet de sur-amortir le système et d'affecter son temps de réponse.

Afin d'obtenir un temps de réponse plus satisfaisant, il a fallu mettre au point une technique différente de mesure de la valeur moyenne. Le fait même que le système soit échantillonné a permis de trouver une solution que nous croyons inédite à ce problème. Puisque l'ondulation résiduelle des signaux à mesurer ( $E_d$ ,  $I_d$  et après redressement  $E_1$ ) à une

fréquence de 360 Hz, il est possible en les intégrant sur une période de 2.78 ms d'obtenir la valeur moyenne sans aucun filtrage. En intégrant le signal à mesurer sur une période égale, soit à la période fondamentale de l'ondulation résiduelle superposée à ce signal ou à un multiple de celle-ci, l'effet de l'ondulation résiduelle est éliminé et la valeur obtenue est directement proportionnelle à la valeur moyenne du signal.

Si la période d'intégration est égale à la période de l'ondulation résiduelle, la valeur moyenne des signaux à mesurer est obtenue dans un minimum de temps. L'élimination des filtres améliore la performance du système et autorise la représentation des transducteurs par de simples gains.

Si, en plus, le micro-ordinateur qui implémente le réglage en tension et/ou en courant, commande aussi les intégrateurs, il n'existe aucun retard entre l'obtention de la valeur moyenne des signaux et leur utilisation. La tension de consigne ainsi calculée, est alors basée sur la meilleure valeur qui peut être obtenue des courants et des tensions. Le choix du rythme de répétition du programme de réglage découle de cette constatation. En effet, il apparaît logique d'exécuter les programmes d'asservissement de tension et de courant au même rythme que celui auquel deviennent disponibles les signaux sur lesquels sont basés les calculs effectués par ces programmes. Un rythme plus rapide serait inutile et un plus lent pourrait dégrader la réponse du système.

Les transducteurs utilisés apparaissent à la figure 3.14 et les intégrateurs à la figure 3.15. La tension continue est mesurée par un diviseur résistif suivi d'un amplificateur d'isolation de la firme Analog Devices et d'un amplificateur tampon. Une source de tension de précision polarise l'amplificateur tampon de façon à obtenir une tension de sortie toujours négative peu importe la polarité de la tension redressée. La tension alternative est obtenue à partir de 3 transformateurs de potentiel et d'un redresseur triphasé double alternance. Finalement, le courant continu est mesuré par une sonde à effet Hall de la cie Ohio Semitronics. Il est important de souligner que pour les convertisseurs à 7 et à 8 thyristors, il est impossible de dériver la mesure du courant  $I_d$  de la mesure des courants de ligne comme il est loisible de faire avec le convertisseur classique [29]. Le courant obtenu par cette méthode n'est pas une réplique du courant continu. L'emploi d'une sonde à effet Hall a été jugé préférable à celui d'un shunt à cause de l'isolation qu'elle préserve entre l'électronique et le circuit de puissance.

Le circuit des intégrateurs apparaît à la figure 3.15. Chaque signal à mesurer nécessite deux intégrateurs qui fonctionnent à tour de rôle. Pendant qu'un est en marche, l'autre mémorise le signal le temps nécessaire à la lecture par le convertisseur analogique à numérique. L'entrée de ce dernier est successivement branchée aux trois signaux à convertir par un commutateur analogique à plusieurs entrées. Tous les signaux nécessaires au bon fonctionnement des intégrateurs et à celui du convertisseur analogique à numérique sont générés par le micro-ordinateur qui effectue le réglage en tension ou en courant du convertisseur de puissance.

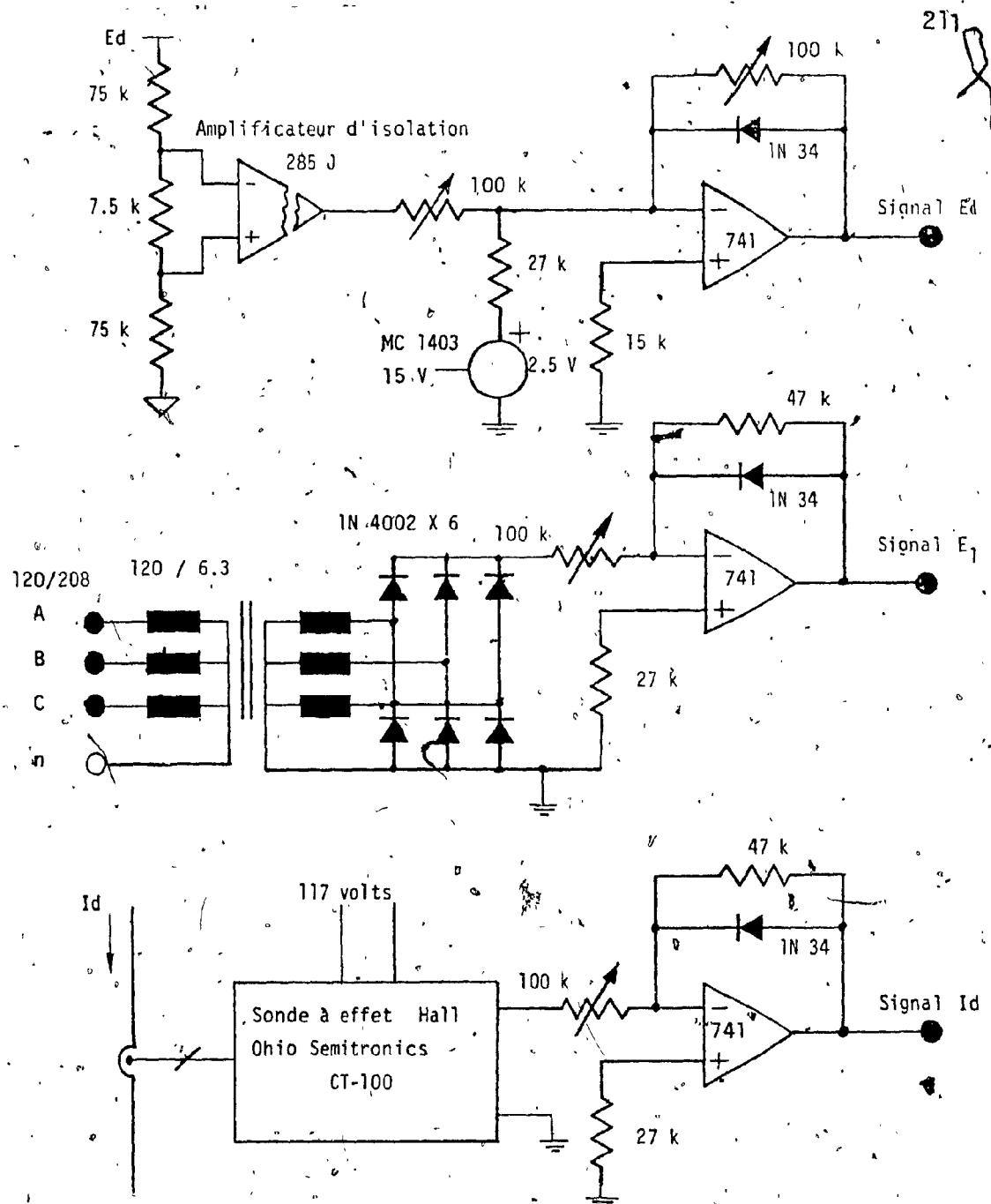


Fig. 3.14 : Transducteurs

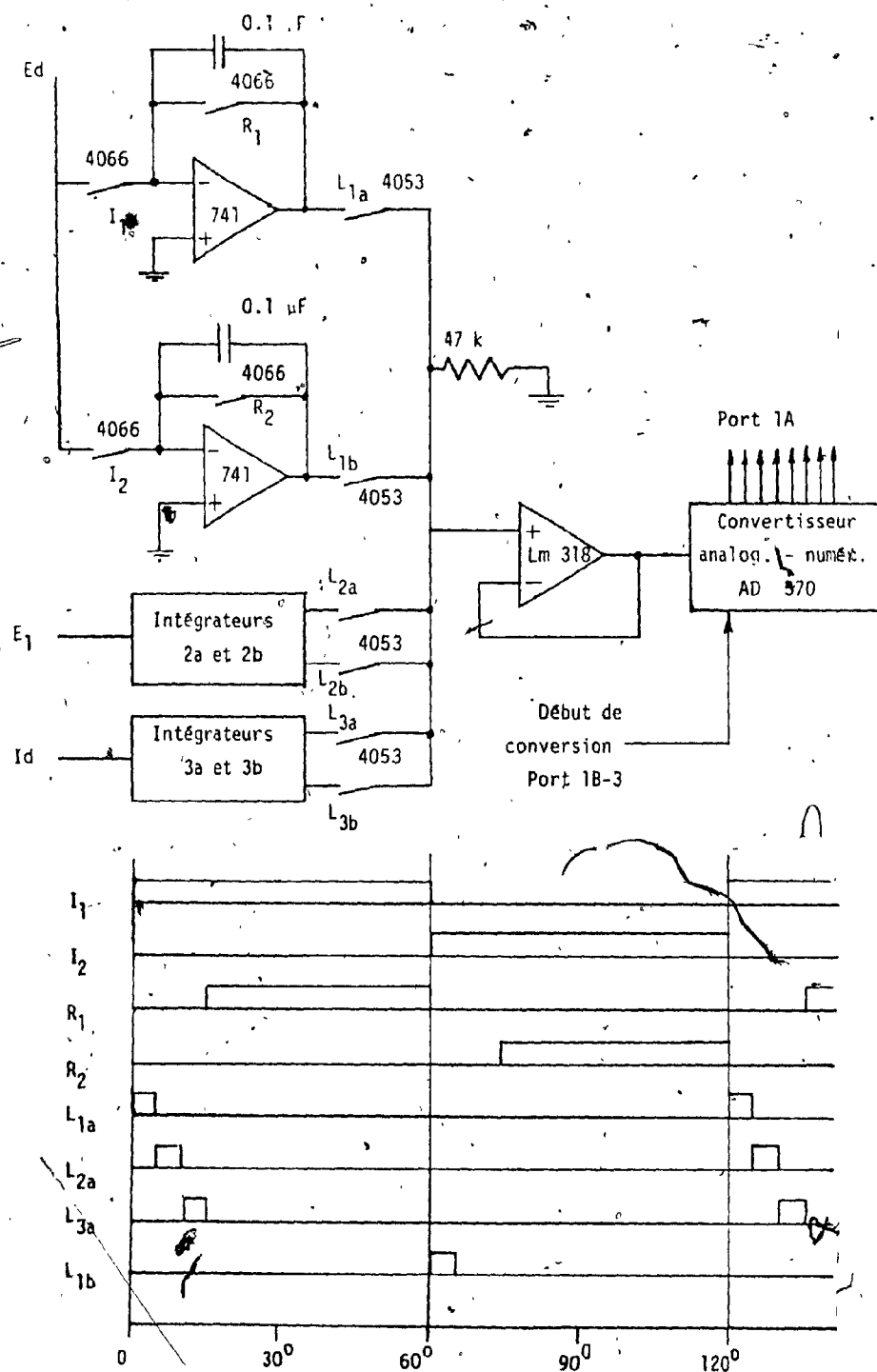


Fig. 3.15 : Schéma général des intégrateurs

### 3.5 Logiciel du réglage tension-courant

Le schéma de réglage tension-courant qui vient d'être décrit a été utilisé dans le circuit rotorique d'une machine d'induction. Le micro-ordinateur utilisé est similaire à celui du deuxième chapitre à l'exception des périphériques qui sont au nombre de trois au lieu de deux.

Le programme dont la liste commentée se trouve dans les pages qui suivent, se divise en quatre parties principales.

- Séquence d'initialisation et programme principal.
- Réglage en tension et en courant (programme d'interruption).
- Sous-programmes.
- Table de compensation pour les variations de tension de ligne.

#### Séquence d'initialisation et programme principal

La séquence d'initialisation, exécutée qu'une seule fois lors de la mise en marche, comme son nom l'indique, initialise les ports d'entrée-sortie des périphériques 6522 et une des minuterics de façon à ce que le micro-ordinateur soit interrompu à tous les 60°. De plus, elle fournit au programme d'interruption une première valeur de  $R_{eq}$ .

Le programme principal ne fait que présenter sur un port de sortie (P3A), la valeur d'une variable d'intérêt (tension, courant,  $r_{eq}$  ...) pour en permettre la surveillance externe. Le choix de cette variable est déterminé par des commutateurs raccordés à un second port (P1B).

### Réglage tension-courant

Ce programme qui est exécuté sur interruption à tous les 2.78 ms, commence par produire les signaux de commande du convertisseur analogique à numérique raccordé au port P1A afin d'obtenir successivement les valeurs de  $I_d$ ,  $E_1$  et  $E_d$ . Par la suite, le programme calcule la tension de consigne correspondante à un réglage en tension et par après à un réglage en courant. La valeur de la tension désirée à la sortie du convertisseur est lue sur le port P2A tandis que la valeur limite permise pour le courant a été préalablement calculée et fournie au micro-ordinateur. La plus petite des deux valeurs calculées est conservée et multipliée par un facteur de correction pour tenir compte de la tension réelle de ligne. La valeur corrigée devient la tension de consigne fournie à la commande du convertisseur de puissance via le port P2B. Finalement, la dernière partie de ce programme calcule la résistance équivalente qui par la suite est traitée par un filtre passe-bas.

### Sous-programmes

Les deux premiers sous-programmes sont des programmes de division et de multiplication [44] et le dernier implémente le calcul d'une source de courant de type proportionnel-intégrateur.

### Table de compensation

Cette table contient la valeur par laquelle il faut multiplier la tension de consigne pour tenir compte de la tension réelle de ligne. De fait, les valeurs de cette table correspondent au quotient  $E_{1n}/E_1$ . Cette table permet d'accélérer le temps d'exécution du programme en évitant une division supplémentaire.



## LOGICIEL DE REGLAGE TENSION-COURANT

## ASSIGNATION DE LA MEMOIRE

ADRESSES	DESCRIPTION
000 - 3FF	MEMOIRE VIVE
0400 - 3FFF	INEXISTANT
4000 - 400F	6522 # 2
4010 - 43FF	INEXISTANT
4400 - 440F	6522 # 1
4410 - 4BFF	INEXISTANT
4C00 - 4C0F	6522 # 3
4C10 - EFFF	INEXISTANT
F000 - FFFF	MEMOIRE MORTE

## ASSIGNATION DES PORTS D'ENTREE-SORTIE

NOTE: E = ENTREE  
S = SORTIE

PORT 1A (4401)	CONVERTISSEUR ANALOGIQUE A NUMERIQUE (E)
PORT 1B (4400)	1 PERIODE DE 60 DEGRES (S)
	2 CHOIX DE L'INTEGRATEUR (S)
	2 CHOIX DE L'INTEGRATEUR (S)
	3 DEBUT DE CONVERSION (S)
	4 VARIABLE A AFFICHER (E)
	5 VARIABLE A AFFICHER (E)
	6 VARIABLE A AFFICHER (E)
	7 VARIABLE A AFFICHER (E)
PORT 2A (4001)	LIBRE
PORT 2B (4000)	CONSIGNE DE COMMANDE DES THYRISTORS (S)
PORT 3A (4C01)	AFFICHAGE DE LA VARIABLE D'INTERET (S)
PORT 3B (4C00)	AFFICHAGE DE ID (S)

# VARIABLES

216

```

==0000 DBT=$FC00
==0000 L=$4000
==0000 P2B=L
==0000 P1A=K+1
==0000 M=$4C00
==0000 P3B=M
==0000 ECA=$C1
==0000 ECON=$C3
==0000 EINT=$C7
==0000 EIN=$C9
==0000 DNH=$D0
==0000 DRH=$D2
==0000 RH=$D4
==0000 NA=$D6
==0000 RESL=$D8
==0000 ERI=$DA
==0000 INTH=$DC
==0000 REQL=$CD
==0000 REQH=$CB
==0000 P2B1=$CF
==0000 KI=TA-4
==0000 ED=TA-2
==0000

```

\*=DBT

---

```

==0000 TA=DBT+$393
==0000 P2A=L+1
==0000 K=$4400
==0000 P1B=K
==0000 P3A=M+1
==0000 ECC=$C0
==0000 ICC=$C2
==0000 ED=$C4
==0000 EINC=$C8
==0000 DNL=$D1
==0000 DRL=$D3
==0000 RL=$D5
==0000 QUQ=DNL
==0000 NB=$D7
==0000 RESH=$D9
==0000 INTL=$DB
==0000 REQ=$CA
==0000 REQM=$CC
==0000 EREUR=$CE
==0000 KP=TA-5
==0000 REQT=TA-3
==0000 ILIM=TA-1

```

# PROGRAMME PRINCIPAL

217

```

==FC00      ;
            ; INITIALISATION DE DIVERS REGISTRES ET PERIPHERIQUES
78      SEI
DB      CLD
A940    LDA #$40      ; GENERATEUR D'INTERVALLE; 6522 #1
8D0B44  STA K+$B
A9C0    LDA #$C0
8D0E44  STA K+$E
A90F    LDA #$F      ; PORT 1B INTERRUPTEURS
8D0244  STA K+2
==FC11      A9D9    LDA #$D9      ; INTERRUPTION A TOUS LES 60 DEGRES
8D0644  STA K+6
A90A    LDA #$A
8D0544  STA K+5
A9FF    LDA #$FF      ; PORTS D'ENTREE-SORTIE
8D0240  STA L+2
8D024C  STA M+2
==FC23      8D034C  STA M+3
AD90FF  LDA REGT      ; VALEUR INITIALE DE REG
B5CA    STA REG
B5CB    STA REQH
B5CD    STA REGL
58      CLI
==FC30 DEBU  AD0044  LDA P1B      ; CHOIX DE LA VARIABLE A AFFICHER SUR PORT 3A
29F0    AND #$F0
4A      LSR A
4A      LSR A
4A      LSR A
4A      LSR A
09C0    ORA #$C0
AA      TAX
B500    LDA 0,X
8D014C  STA P3A
==FC41      A5C2    LDA ICC      ; AFFICHER LE COURANT SUR PORT 3B
8D004C  STA P3B
4C30FC  JMP DEBU
            -----

```

# CONVERTISSEUR ANALOGIQUE A NUMERIQUE

;CE PROGRAMME EST EXECUTE A TOUTES LES 2.78 MS  
;A CAUSE D'UNE INTERRUPTION DU GENERATEUR D'INTERVALLE  
;DU 6522 #1

;LECTURE DE ID, EL, ED

48 PHA

8A TXA

48 PHA

A908 LDA #8

8D0044 STA P1B

A900 LDA #0

8D0044 STA P1B

A204 LDX #4

CA DEX

E000 CPX #0

D0FB BNE PT1

AD0144 LDA P1A

85C2 STA ICC

A90A LDA #A

8D0044 STA P1B

A902 LDA #2

8D0044 STA P1B

A204 LDX #4

CA DEX

E000 CPX #0

D0FB BNE PT2

AD0144 LDA P1A

85C1 STA ECA

A900 LDA #0

8D0044 STA P1B

EA NOP

EA NOP

A90C LDA #C

8D0044 STA P1B

A904 LDA #4

8D0044 STA P1B

A204 LDX #4

CA DEX

E000 CPX #0

D0FB BNE PT3

AD0144 LDA P1A

85C0 STA ECC

A901 LDA #1

8D0044 STA P1B

;LECTURE DE ID.

;DEMARRAGE DU CONV. ANAL.-NUMER. ; PORT 1B

;BOUCLE D'ATTENTE

;LECTURE DE ID SUR PORT 1A

;AU TOUR DE LA TENSION DE LIGNE

;LECTURE DE EL

;ED MAINTENANT

;LECTURE DE ED

==FC51

==FC58 PT1

==FC69

==FC6E PT2

==FC7E

==FC8B PT3

## SOURCE DE TENSION

```

==FC9A PT5      AD0140 LDA P2A          ;LECTURE DE LA TENSION DE CONSIGNE, PORT 2A
                  CD0140 CMP P2A
                  D0F8 BNE PT5
                  C985 CMP #185        ; LIMITATION DE ECON
                  9002 BCC #+4
                  A984 LDA #184
                  B5C3 STA ECON
==FCAA          ASCA LBA REQ          ;CALCUL DE REQ * ID
                  B5D6 STA NA
                  A5C2 LDA ICC
                  B5D7 STA NB
                  2029FE JSR MULT
                  A5D9 LDA RESH        ;LIMITATION DE REQ * ID
                  C915 CMP #115
                  9002 BCC #+4
==FCBB          A915 LDA #115
                  18 CLC
                  ;ADDITION DE LA CHUTE DE TENSION DANS LES
                  ;thyristors
                  6D91FF ADC ED
                  18 CLC
                  65C3 ADC ECON
                  B004 BCS #+6
                  ;LIMITATION DE LA TENSION OBTENUE EINT
                  ;POUR NE PAS PRODUIRE DES TENSIONS POSITIVES TROP GRANDES
                  C990 CMP #190
                  9002 BCC #+4
                  A990 LDA #190
==FCCC          B5C7 STA EINT

```

---

# SOURCE DE COURANT

220

```

AD92FF LDA ILIM      ; L'ERREUR DE COURANT = ILIM-ID
3B      SEC
E5C2    SBC ICC
903B    BCC ERNG      ; SAUT SI ERREUR NEGATIVE
B5DA    STA ERI       ; ERREUR POSITIVE
203DFE JSR SOCO
; SAUT SOUS-ROUTINE "SOURCE DE COURANT"
; QUI CALCULE KP * ERREUR (DNL ET DNH)
; ET KI * ERREUR (RESL ET RESH)
;
; L'INTEGRALE DE L'ERREUR = ANCIENNE VALEUR
; + KI * L'ERREUR
18      CLC
==FCDC  A5DB    LDA INTL
        65D8    ADC RESL
        85DB    STA INTL
        A5DC    LDA INTH
        65D9    ADC RESH
        B004    BCS *+6      ; LIMITATION DU TERME INTEGRAL
        C990    CMP #$90
        900D    BCC *+$F
==FCEC  A900    LDA #0
        85DB    STA INTL
        A990    LDA #$90
        85DC    STA INTH
        85C8    STA EINC
        4C44FD JMP CHOI      ; EINC = KP ERREUR + TERME INTEGRAL
        85DC    STA INTH
        18      CLC
==FCFC  A5DB    LDA INTL
        65D1    ADC DNL
        A5DC    LDA INTH
        65D0    ADC DNH
        B004    BCS *+6      ; LIMITATION DE EINC
        C990    CMP #$90
        9002    BCC *+4
        A990    LDA #$90
==FDOC  85C8    STA EINC
        4C44FD JMP CHOI
; ERREUR NEGATIVE, MEME CHOSE QUE PRECEDEMMENT MAIS EN
; EN SOUSTRAYANT L'ERREUR
==FD11 ERNG 49FF    EOR #$FF
        18      CLC
        6901    ADC #1
        85DA    STA ERI
        203DFE JSR SOCO

```

==FD22

```

38      SEC
A5DB   LDA INTL
E5DB   SBC RESL
85DB   STA INTL
A5DC   LDA INTH
E5D9   SBC RESH
B00B   BCS *+5D
A900   LDA #0
85DC   STA INTH
85DB   STA INTL
85C8   STA EINC
4C44FD JMP CHOI
85DC   STA INTH
38      SEC
A5DB   LDA INTL
E5D1   SBC DNL
A5DC   LDA INTH
E5D0   SBC DNH
B002   BCS *+4
A900   LDA #0
85C8   STA EINC

```

==FD33

# ----- CHQIX ENTRE EINT ET EINC -----

==FD44

```

; LA PLUS PETITE VALEUR ENTRE EINC ET EINT EST CONSERVEE
; DE PLUS, SI C'EST EINT, LE TERME INTEGRAL DE LA SOURCE DE
; COURANT DEVIENT AUSSI EINT
; CELA EVITE DES PROBLEMES LORS DU PASSAGE D'UN MODE
; A L'AUTRE

```

==FD44 CHOI

```

A5C8   LDA EINC
C5C7   CMP EINT
900B   BCC *+5A
A900   LDA #0
85DB   STA INTL
A5C7   LDA EINT
85DC   STA INTH
85C9   STA EIN

```

## CORRECTION FOUR EL

222

==FD54

```

; LA TENSION DE LIGNE MESUREE EST COMPAREE
; A LA TENSION NOMINALE
; S'IL ELLE EST PLUS GRANDE, EIN EST MULTIPLIEE PAR UNE
; CONSTANCE DE CORRECTION OBTENUE D'UNE TABLE PRE-CALCULEE;
; S'IL ELLE EST PLUS PETITE,
; EIN = EIN + EIN MULTIPLIEE PAR LA VALEUR DE LA TABLE
ASC1 LDA ECA ; COMPARAISON DE EL A SA VALEUR NOMINALE
C999 CMP #99
B005 BCS #7
A955 LDA #55
4C65FD JMP PTK
49FF EOR #FF ; DETERMINATION DU FACTEUR DE CORRECTION: KCO
AA TAX
BD93FF LDA TA,X

```

==FD65 PTK

```

B5D6 STA NA
ASC9 LDA EIN
B5D7 STA NB ; EIN=EIN * KCO
2029FE JSR MULT

```

==FD76

```

A5D8 LDA RESL
1002 BPL #4
E6D9 INC RESH
ASC1 LDA ECA
C9CC CMP #CC ; SI EL < EN, ADDITION DE EIN
9007 BCC PT6
F005 BEQ PT6
A5D9 LDA RESH
4C86FD JMP CONT

```

==FD81 PT6

```

ASC9 LDA EIN
18 CLC
65D9 ADC, RESH

```

==FD86 CONT

```

8D0040 STA P2B ; LE RESULTAT EST PLACE SUR LE PORT 2B
; ET SERT DE TENSION DE CONSIGNE POUR LA
; COMMANDE DES THYRISTORS
85CF STA P2B1

```



## CALCUL DE REQ

```

; LES DEUX VALEURS PRECEDENTES DE EIN
; SONT MEMORISEES
ASC5 LDA EO+1
BSC6 STA EO+2
ASC4 LDA EO
BSC5 STA EO+1
ASC9 LDA EIN
BSC4 STA EO
==FD97 ASC6 LDA EO+2
38 SEC
ED91FF SBC ED
; REQ(T) = [ EINK(-2) - ED - 3 VOLTS ] / ID
; CEPENDANT SI LE DIVIDENDE EST NEGATIF OU PLUS PETIT
; QUE ID OU PLUS GRAND QUE 16,
; REQ(T) N'EST PAS CALCULEE.
; ON PREND ALORS UNE VALEUR PRE-DETERMINEE.
38 SEC
E5C0 SBC ECC
B002 BCS #+4
A900 LDA #0
B5D0 STA DNH
A5C2 LDA ICC
==FDAB C5D0 CMP DNH ; ID > DIVIDENDE ?
F002 BEQ #+4
B007 BCS #+9
A5CA LDA REQ
B5D1 STA QUO
4CCBFD JMP FILT
C910 CMP #16 ; DIVIDENDE > 16 ?
B007 BCS #+9
A5CA LDA REQ
B5D1 STA QUO
4CCBFD JMP FILT
B5D3 STA DRL ; DIVISION PAR ID ET CALCUL DE REQ(T)
A900 LDA #0
B5D2 STA DRH
B5D1 STA DNL
2001FE JSR DIVI
-----

```

## FILTRE PASSE-BAS

==FDCB

;CE FILTRE PASSE-BAS PERMET D'OBTENIR  
 ;LA VALEUR DE REQ EN REGIME PERMANENT  
 ;SA CONSTANCE EST FIXEE A 1/256  
 ;REQ = REQ \* 255 / 256 + 1 / 256 REQ(T)

==FDCB FILT

38 SEC  
 A5CD LDA REQL  
 E5CC SBC REQH  
 B5CD STA REQL  
 A5CC LDA REQH  
 E5CB SBC REQH  
 B5CC STA REQH  
 A5CB LDA REQH  
 E900 SBC #0

==FDDC

B5CB STA REQH  
 18 CLC  
 A5CC LDA REQH  
 65D1 ADC #0  
 B5CC STA REQH  
 A5CB LDA REQH  
 6900 ADC #0

==FDED

B5CB STA REQH  
 B5CA STA REQ  
 A5CC LDA REQH  
 1002 BPL #+4

;REQ !

;CALCUL DE L'ERREUR POUR AFFICHAGE

E6CA INC REQ  
 A5C3 LDA ECON  
 38 SEC  
 E5C0 SBC ECC  
 B5CE STA EREUR

; ENLEVER L'INDICATEUR D'INTERRUPTION

AD0444 LDA K+4

==FDFD

68 PLA  
 AA TAX  
 68 PLA  
 40 RTI

---

# **SOUS-ROUTINE DE DIVISION**

;DIVISION DE DEUX NOMBRES DE DEUX OCTETS  
 ;LE QUOTIENT SE RETROUVE A LA PLACE DU DIVIDENDE (DNH,DNL)  
 ;LA RETENUE DANS RH ET RL  
 ;LE DIVISEUR DOIT ETRE PLACE DANS DRH ET DRL

```

==FE01 DIVI  A900  LDA #0
              85D5  STA RL
              85D4  STA RH
              18    CLC
              A210  LDX #16
==FE0A NXT   06D1  ASL DNL
              26D0  ROL DNH
              26D5  ROL RL
              26D4  ROL RH
              ASD5  LDA RE
              38    SEC
              E5D3  SBC DRL
              AB    TAY
              ASD4  LDA RH
==FE1A       E5D2  SBC DRH
              9007  BCC CNT
              E6D1  INC DNL
              85D4  STA RH
              98    TYA
              85D5  STA RL
==FE25 CNT   CA    DEX
              D0E2  BNE NXT
              60    RTS
  
```

# **SOUS-ROUTINE DE MULTIPLICATION**

;MULTIPLICATION DE DEUX NOMBRES (NA ET NB)  
 ;LE RESULTAT SE RETROUVE DANS RESH ET RESL

```

==FE29 MULT  A900  LDA #0
              A208  LDX #8
==FE2D NX    46D6  LSR NA
              9003  BCC AL
              18    CLC
              65D7  ADC NB
==FE34 AL    6A    ROR A
              66D8  ROR RESL
              CA    DEX
              D0F3  BNE NX
              85D9  STA RESH
              60    RTS
  
```

## SOURCE DE COURANT

; CETTE SOUS-ROUTINE CALCULE :  
 ; KP \* ERREUR DE COURANT  
 ; ET KI \* ERREUR DE COURANT  
 ; KP \* ERREUR SE RETROUVE DANS DNH ET DNL  
 ; ET KI \* ERREUR DANS RESH ET RESL

==FE3D 50C0

A5DA LDA ERI  
 B5D6 STA NA  
 AD8EFF LDA KP  
 B5D7 STA NB  
 2029FE JSR MULT

==FE4D

A5D8 LDA RESL  
 B5D1 STA DNL  
 A5D9 LDA RESH  
 B5D0 STA DNH  
 A5DA LDA ERI  
 B5D6 STA NA  
 AD8FFF LDA KI  
 B5D7 STA NB  
 2029FE JSR MULT

==FE5D

60 RTS  
 .END  
 ERRORS= 0000

## TABLES

## • COMPENSATION EL &gt; EN

ADRESSE	DONNEE									
FF93	205	206	206	207	208	209	210	211	211	212
FF9D	213	214	215	216	217	218	218	219	220	221
FFA7	222	223	224	225	226	227	228	229	230	231
FFD1	232	233	234	235	236	237	238	239	240	242
FFDB	243	244	245	246	247	249	250	251	252	253
FFC5	255									

## • COMPENSATION EL &lt; EN

ADRESSE	DONNEE									
FFC6	0	1	3	4	5	7	8	9	10	11
FFD0	13	15	16	18	19	20	22	23	25	26
FFDA	28	29	31	33	34	36	37	39	41	42
FFE4	44	46	48	49	51	53	55	57	58	60
FFEE	62	64	66	68	70	72	74	76	78	81
FFF8	83	85								

## • CONSTANTES

ADRESSE

DONNEE

FF0E

64

1

16

3

192

## • VECTEURS D' INTERRUPTION

ADRESSE

DONNEE

FFFA

0

252

0

252

73

252

AL	=\$FE34	CHOI	=\$FD44	CNT	=\$FE25	CONT	=\$FD86
DBT	=\$FC00	DEBU	=\$FC30	DIVI	=\$FE01	DNH	=\$00D0
DNL	=\$00D1	DRH	=\$00D2	DRL	=\$00D3	ECA	=\$00C1
ECC	=\$00C0	ECON	=\$00C3	ED	=\$FF91	EIN	=\$00C9
EINC	=\$00C8	EINT	=\$00C7	EQ	=\$00C4	EREUR	=\$00CE
ERI	=\$00DA	ERNG	=\$FD11	FILT	=\$FDCB	ICC	=\$00C2
ILIM	=\$FF92	INTH	=\$00DC	INTL	=\$00DB	K	=\$4400
KI	=\$FF8F	KP	=\$FF8E	L	=\$4000	M	=\$4C00
MULT	=\$FE29	NA	=\$00D6	NB	=\$00D7	NX	=\$FE2D
NXT	=\$FE0A	P1A	=\$4401	P1B	=\$4400	P2A	=\$4001
P2B	=\$4000	P2B1	=\$00CF	P3A	=\$4C01	P3B	=\$4C00
PT1	=\$FC58	PT2	=\$FC6E	PT3	=\$FCBB	PT5	=\$FC9A
PT6	=\$FD81	PTK	=\$FD65	QUO	=\$00D1	REQ	=\$00CA
REQH	=\$00CB	REQL	=\$00CD	REQM	=\$00CC	REQT	=\$FF90
RESH	=\$00D9	RESL	=\$00DB	RH	=\$00D4	RL	=\$00D5
SOCO	=\$FE3D	TA	=\$FF93				

## CHAPITRE QUATRIEME

### EVALUATION DES CONVERTISSEURS MODIFIES DANS UN ENTRAINEMENT DE MOTEUR ASYNCHRONE A BAGUES COMMANDE PAR LA TENSION ROTORIQUE

#### 4.1 Introduction

Afin d'évaluer réellement la valeur et la praticabilité des convertisseurs modifiés et des commandes décrites dans les trois premiers chapitres, il a été décidé d'étudier leur comportement dans une application concrète avec toutes les contraintes physiques qu'une telle situation impose. Cette approche permet une évaluation plus honnête et plus crédible des capacités de ces convertisseurs que celle qui aurait pu être obtenue à partir d'une simulation.

L'entraînement d'un moteur asynchrone à rotor bobiné fut choisi parce que, dans cette application, les convertisseurs doivent opérer une grande partie du temps dans la zone où les caractéristiques des convertisseurs modifiés sont supérieures à celles du convertisseur classique. Ce type d'entraînement constitue, en effet, l'une des rares applications où les courants les plus importants surviennent lorsque la tension de sortie du convertisseur est petite, permettant, de ce fait, une évaluation satisfaisante des convertisseurs. Qui plus est, l'amélioration prévisible des caractéristiques de l'entraînement était suffisante pour justifier, à elle-seule, un tel travail.



En effet, la réticence la plus généralisée rencontrée face à cet entraînement est son importante consommation de puissance réactive qui devient excessive à grande vitesse. Or, avec les convertisseurs modifiés, ce problème devient beaucoup moins aigu car la puissance réactive consommée par les convertisseurs devient nulle lorsque la tension de sortie est, elle aussi, nulle.

Ce chapitre débute par une historique et une brève analyse de cet entraînement. Par la suite, il se continue par la description du montage utilisé au laboratoire pour se poursuivre par la présentation des résultats expérimentaux. Finalement, dans la dernière partie, on tente d'évaluer chacun des convertisseurs et le comportement global de l'entraînement.

#### 4.2 Historique

Le moteur asynchrone à bagues se prête naturellement à une commande à vitesse variable. En effet, parce qu'il est capable de grands couples de démarrage et parce que sa vitesse de rotation peut être facilement asservie par un réglage de sa tension rotorique. Il est, après la machine à courant continu, le candidat le plus logique pour les entraînements à vitesse variable. De plus, le fait que, pour en varier la vitesse, il ne soit nécessaire que de commander une partie seulement de la puissance mécanique totale et la présence de bagues plutôt qu'un commutateur constituent ses principaux atouts sur la machine à courant continu. Il est normalement employé dans les applications de moyenne puissance (500 à 1500 hp) où la plage de variation de la vitesse est restreinte (1 à 5) [62, 68]. Les ventilateurs et les pompes constituent les charges typiques de ces machines [62-63-65-68-70-74-75].

La façon la plus élémentaire de commander une machine asynchrone à bagues est, sans contredit, par des résistances extérieures branchées en série avec les enroulements rotoriques. Ce système a été utilisé dans un grand nombre d'applications où la gamme de variation de la vitesse est restreinte (ventilateurs, pompes) ou dans les cas où de grands couples de démarrage étaient nécessaires (treuils). Encore récemment des circuits, soit de hacheurs de courant, soit de variateurs triphasés pour varier électroniquement la valeur effective de la résistance rotorique ont été proposés [64-69-72]. De plus, la praticabilité de remplacer les résistances par une combinaison d'éléments passifs (inductances, condensateurs, combinaisons condensateur-résistance ...) a aussi été étudiée; la portée réelle de cette approche semble douteuse [56].

Dès le début du siècle, afin de récupérer l'énergie perdue lorsque des résistances sont utilisées, des systèmes à plusieurs machines ont été développés. Les plus connus sont les entraînements dits de Kraemer et de Scherbius [61-74]. Dans le montage de Kraemer, la tension rotorique est redressée au moyen d'un convertisseur rotatif et alimente une machine à courant continu solidaire de l'axe du moteur asynchrone. Dans le cas du montage de Scherbius, la machine à courant continu est couplée mécaniquement à un alternateur qui retourne au réseau l'énergie de glissement. Même si les pertes dans les machines auxiliaires sont importantes, il n'en demeure pas moins que ces systèmes sont de beaucoup supérieurs à la commande par résistance.

Plus récemment, plusieurs auteurs ont proposé soit des onduleurs à commutation forcée [45-47-59-73], soit des cycloconvertisseurs [50 à 52, 65-66-71] comme moyen de régler la tension rotorique. La première de ces deux solutions nécessitent l'emploi de circuits relativement complexes mais, par contre, permet une opération à des vitesses hypo ou hypersynchrones. La seconde n'est utilisable qu'à des vitesses inférieures à la vitesse synchrone et requiert un nombre considérable de semiconducteurs de puissance.

La méthode la plus répandue est incontestablement celle montrée à la figure 4.1. Dans ce montage, la tension rotorique est redressée par un pont de diodes et l'énergie de glissement retournée au réseau par un convertisseur de Graetz qui fonctionne en onduleur à commutation naturelle [46-48-49-71-74]. C'est la version moderne du système de Scherbius. Le nombre restreint de thyristors et la simplicité du montage sont les atouts majeurs de ce système. Le désavantage

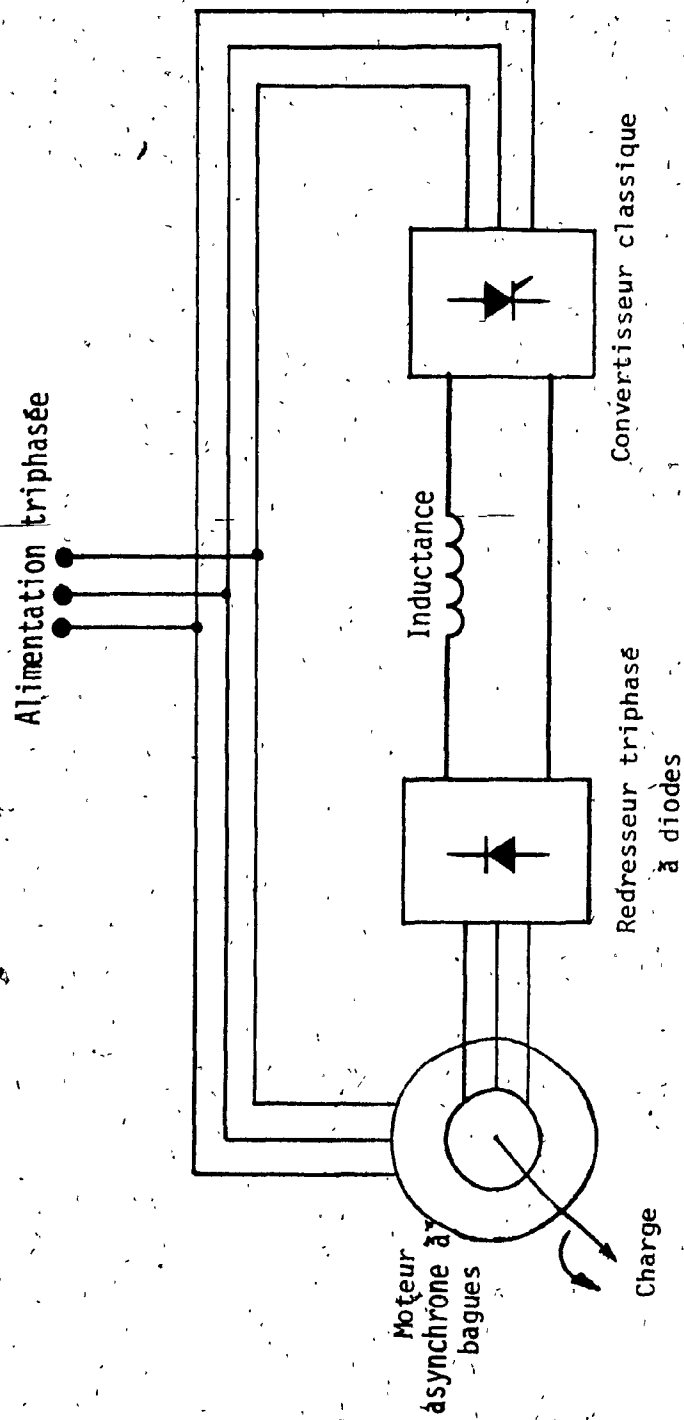


Figure 4.1 : Schéma général de l'entraînement de Scherbius à thyristors

principal et probablement la raison pour laquelle cet entraînement est peu utilisé, est sa consommation excessive de puissance réactive à grande vitesse [74]. En effet, dans ces conditions, la tension aux bornes de l'onduleur est presque nulle, le facteur de puissance de ce dernier pratiquement zéro et le courant continu souvent maximal; l'onduleur demande donc un maximum de puissance réactive et le facteur de puissance de l'entraînement est de l'ordre de 0,50. Une solution à ce problème consiste à restreindre la gamme de variation de la vitesse. Si une limite inférieure de vitesse est imposée, la tension continue maximale est réduite. En conséquence, le rapport de tours des transformateurs peut être augmenté et la consommation de puissance réactive diminuée. Par contre, puisque la tension continue maximale n'est plus égale à la tension rotorique à circuit ouvert redressée, un dispositif auxiliaire de démarrage devient nécessaire pour limiter les courants lors de la mise sous tension de la machine. Des résistances sont habituellement employées à cet effet [58,62]. En plus d'être coûteuses, celles-ci, à cause des pertes engendrées, limitent aussi le nombre de démarrages successifs permisibles.

Un autre avantage de l'entraînement de Scherbius à thyristors est sa grande stabilité. En effet, à l'exception de petites zones d'opération qui présentent que peu d'intérêt réel, il a été démontré que ce système est stable [67].

Afin de compléter cette brève revue de la littérature qui porte sur cet entraînement, on peut souligner que plusieurs articles ont été publiés au cours des dernières années sur la simulation et

l'analyse transitoire de ce montage. Les références 50 à 54, 58 et 67 constituent un ensemble représentatif de ces articles et démontrent l'intérêt constant porté à cet entraînement un peu partout dans le monde.

Enfin, pour mettre un terme à cet historique, soulignons qu'afin d'améliorer les performances de cet entraînement plusieurs groupes de chercheurs ont adopté une approche diamétralement différente. Elle consiste à utiliser une machine asynchrone à bagues à plusieurs enroulements statoriques et rotoriques additionnels. Entre autres, Shepherd et Stanway ont employé une machine avec stator double [48], Shibata et al., une machine à quatre enroulements et trois convertisseurs [57] et Pavlov et al., un système à trois enroulements que les auteurs qualifient eux-mêmes d'hybride. Cette liste n'est pas exhaustive. L'utilisation de machines spéciales constitue le handicap majeur de tels systèmes.

#### 4.3 Analyse du fonctionnement de la machine asynchrone à bagues

La façon la plus connue de varier la vitesse de rotation d'une machine asynchrone à bagues est d'insérer de la résistance additionnelle dans le rotor. Or, ce montage qui se retrouve dans la plupart des livres d'électrotechnique, n'est qu'un cas particulier du montage plus général qui consiste à insérer un élément passif ou actif quelconque aux bornes duquel une tension est développée. L'amplitude de cette tension fixe alors la vitesse de la machine. La seule contrainte qui existe sur l'élément qui génère cette tension est que la fréquence de cette dernière soit exactement la même que celle des courants rotoriques. Il n'est cependant pas nécessaire que les deux soient en phase.

Le circuit équivalent d'un tel montage apparaît à la figure 4.2. C'est le circuit classique du moteur asynchrone auquel est ajoutée une tension d'amplitude  $E_3/s$  et de phase  $\theta_3$ . Cette tension peut provenir tout aussi bien d'un hacheur de courant, d'un cycloconvertisseur, d'un convertisseur triphasé, d'une résistance etc. [79].

Comme dans le cas de la machine à cage d'écureuil, la puissance qui traverse l'entrefer,  $P_e$ , est:

$$P_e = 3 E_1 I_2' \cos \theta_2 \quad 4.1$$

Cette puissance est partiellement consommée par la charge mécanique ( $P_m$ ) partiellement dissipée par la résistance ( $P_{R2}$ ) et partiellement retournée ou fournie par la source  $E_3$  ( $P_{E3}$ ).

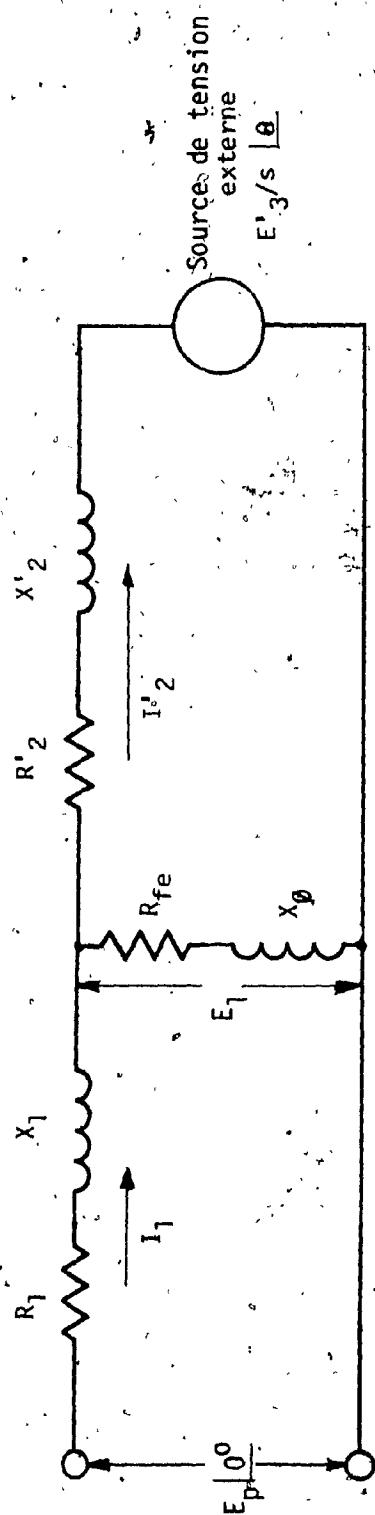


Figure 4.2 : Circuit équivalent généralisé d'une machine asynchrone à bagues



De telle sorte que:

$$P_e = P_m + P_{R2} + P_{E3} \quad 4.2$$

$$\text{où } P_m = (1 - s) P_e = E_1 I_2' \cos \theta_2 \quad 4.3$$

$$P_{R2} = 3 \frac{R_2'}{s} I_2'^2 \quad 4.4$$

$$P_{E3} = 3 \frac{E_3'}{s} I_2' \cos \theta_3 \quad 4.5$$

Le couple développé  $T_e$  est:

$$\begin{aligned} T_e &= (3 E_1 I_2' \cos \theta_2) / \omega_s \\ &= 3 (I_2'^2 R_2' + P_{E3}) / s \omega_s \end{aligned} \quad 4.6$$

Le courant  $I_2'$  peut être calculé à partir de l'équation suivante:

$$\vec{I}_2' = (\vec{E}_1 - \vec{E}_3'/s) / -\vec{Z}_2' \quad 4.7$$

et la vitesse de rotation devient

$$n = n_s \left[ 1 - \frac{\vec{E}_3'}{\vec{E}_1} \cdot \frac{\vec{I}_2' \vec{Z}_2'}{\vec{E}_1} \right] \quad 4.8$$

L'équation 4.8 met en évidence la relation qui existe entre la tension  $E_3$  et la vitesse de rotation. A vide,  $n$  est inversement proportionnelle à  $E_3$ . Au fur et à mesure que la charge mécanique augmente, la vitesse diminue. Pour une tension  $E_3$  fixe, la machine a un comportement similaire à une machine c.c. à excitation séparée avec résistance série élevée.

Si  $E_3$  est produite par un onduleur autonome, il est possible comme le montre l'équation 4.5, de régler la consommation de puissance réactive dans le circuit rotorique et de corriger le facteur de puissance de l'entraînement en forçant  $\theta_3$  à une valeur quelconque. Le problème principal associé à ce type de commande est la nécessité de synchroniser l'onduleur à l'aide d'un encodeur de position [73].

D'autre part, le cas d'une commande par résistance se résume à remplacer  $E_3$  par  $R'_3 I'_2$ . De cette façon:

$$P_{E3} = R'_3 I'^2_2 \quad 4.9$$

$$\text{et } T_e = 3 (R'_2 + R'_3) I'^2_2 / s \omega_s \quad 4.10$$

Ce qui est le résultat attendu.

Dans le cas particulier où un pont de diodes redresse la tension rotorique, certaines modifications doivent être apportées au modèle.

- 1° Etant donné que pour la plupart des machines, la tension rotorique en circuit ouvert est d'environ du tiers de la tension statorique. La chute de tension dans les diodes,  $E_{di}$ , n'est pas négligeable. Cette chute peut être représentée par une source contre-électromotrice  $E_s$  dont l'amplitude peut être évaluée en calculant la source de tension alternative qui correspond à la perte de tension continue due aux semiconducteurs

$$E'_s = \frac{2 a \pi E_{di}}{2\sqrt{2} \sqrt{3}} \quad 4.11$$

où  $a$  est le rapport des nombres de tours des enroulements statoriques et rotoriques.

- 2° Les courants rotoriques n'étant plus sinusoïdaux, les pertes dans la résistance  $R_2$  sont accrues. Si le phénomène d'empiètement est négligeable, la valeur efficace du courant est augmentée de 4.7% et les pertes de 9.7%. Cependant, l'empiètement réduit quelque peu l'amplitude des harmoniques et des valeurs plus raisonnables sont de 3% pour le courant et de 6% pour les pertes [61]. Enfin, comme les courants statoriques sont très peu déformés, aucune correction pour  $R_1$  n'est nécessaire.

- 3° L'angle  $\theta_3$  associé aux sources  $E_s$  et  $E_3$  est l'angle de déphasage de  $I_2$ . Ces deux sources n'affectent en aucune façon la phase des courants rotoriques.

La figure 4.3 illustre le circuit équivalent d'une machine asynchrone à bagues dont la tension rotorique est redressée par un pont de diodes triphasé.

Ce circuit a été utilisé pour prédire le comportement de la machine utilisé dans le montage expérimental. Les paramètres de la machine ont été déterminés par un ensemble d'essais au laboratoire et sont résumés au tableau 4.1. Les figures 4.4 et 4.5 donnent respectivement les caractéristiques couple-vitesse en fonctionnement moteur et en fonctionnement générateur pour plusieurs valeurs de la source, contre-électromotrice. L'effet non-négligeable du pont de diodes est clairement visible sur les deux figures. En effet, il existe une différence marquée entre les courbes avec les balais court-circuités et celles avec le pont de diodes court-circuité.

Afin de compléter les caractéristiques de la machine utilisée au laboratoire, les figures 4.6 et 4.7 présentent les courbes du facteur de puissance, du rendement et des courants statoriques de la machine en fonction de la vitesse de rotation lorsque ses balais sont en court-circuit.

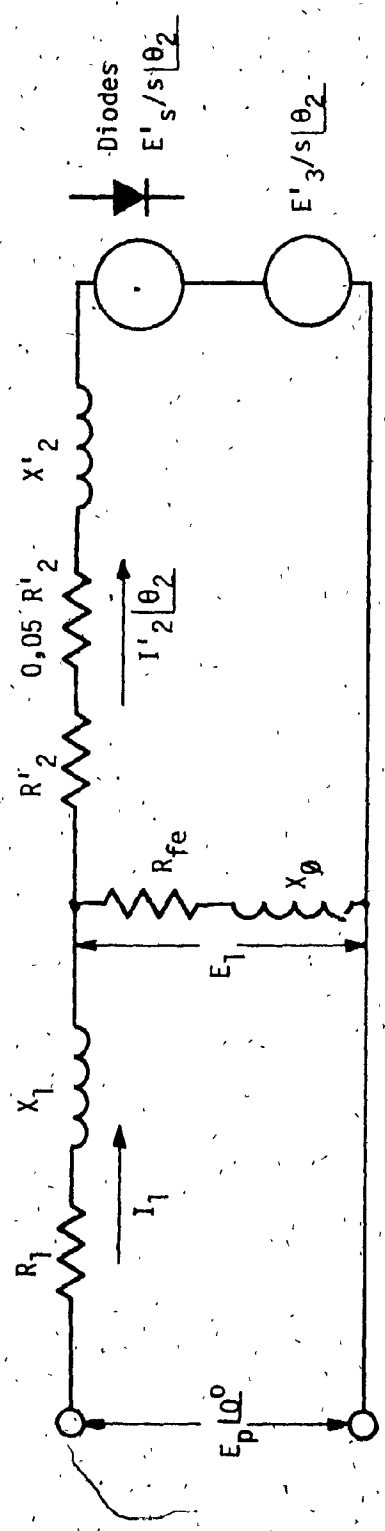


Figure 4.3 : Circuit équivalent d'une machine asynchrone à bagues avec redresseur, rotorique et source de tension externe

CARACTERISTIQUES

Fabricant: ASEA

Puissance nominale: 5 hp à 220 V

Tension nominale: 220 V 3  $\phi$

Tension d'utilisation: 208 V 3  $\phi$

Vitesse synchrone: 1800 t/min

Rapport de tours: 1,80

Tension rotorique à rotor ouvert: 108 V

CIRCUIT EQUIVALENT

$$R_1 = 0,70 \, \Omega$$

$$R_2' = 0,55 \, \Omega$$

$$R_{fe} = 2,0 \, \Omega$$

$$X_1 = j 1,45 \, \Omega$$

$$X_2' = j 1,45 \, \Omega$$

$$X_\phi = j 27,6 \, \Omega$$

Perte par ventilation et frottement: 50 W

Couple de frottement statique: 0,65 N.m

Frottement visqueux: 0,0035 kg m<sup>2</sup>/s

Inertie: 0,120 kg m<sup>2</sup>

Tableau 4.1

Caractéristiques de la machine  
utilisée dans le montage expérimental

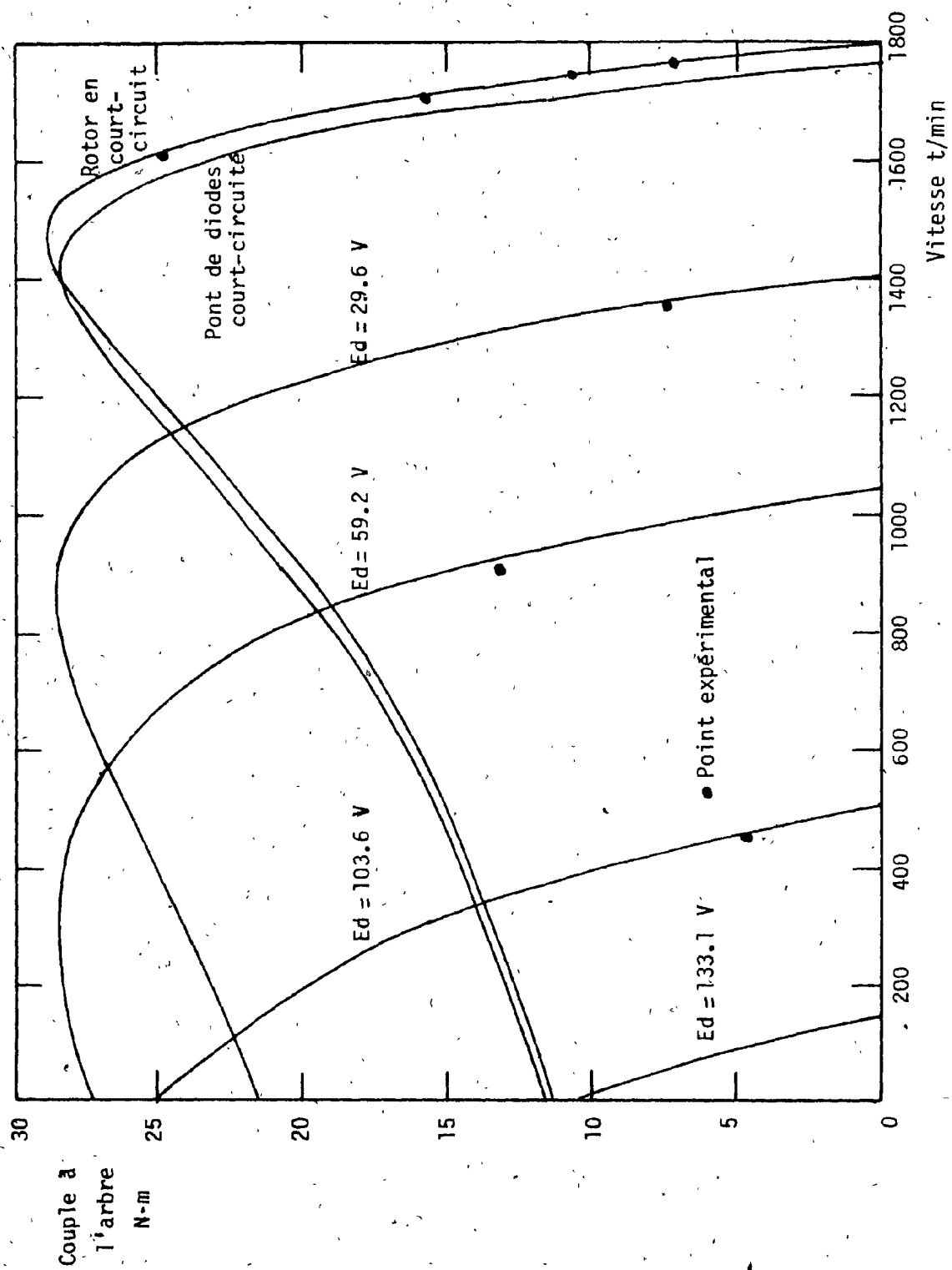


Figure 4.4 : Caractéristiques de la machine ASEA en opération moteur

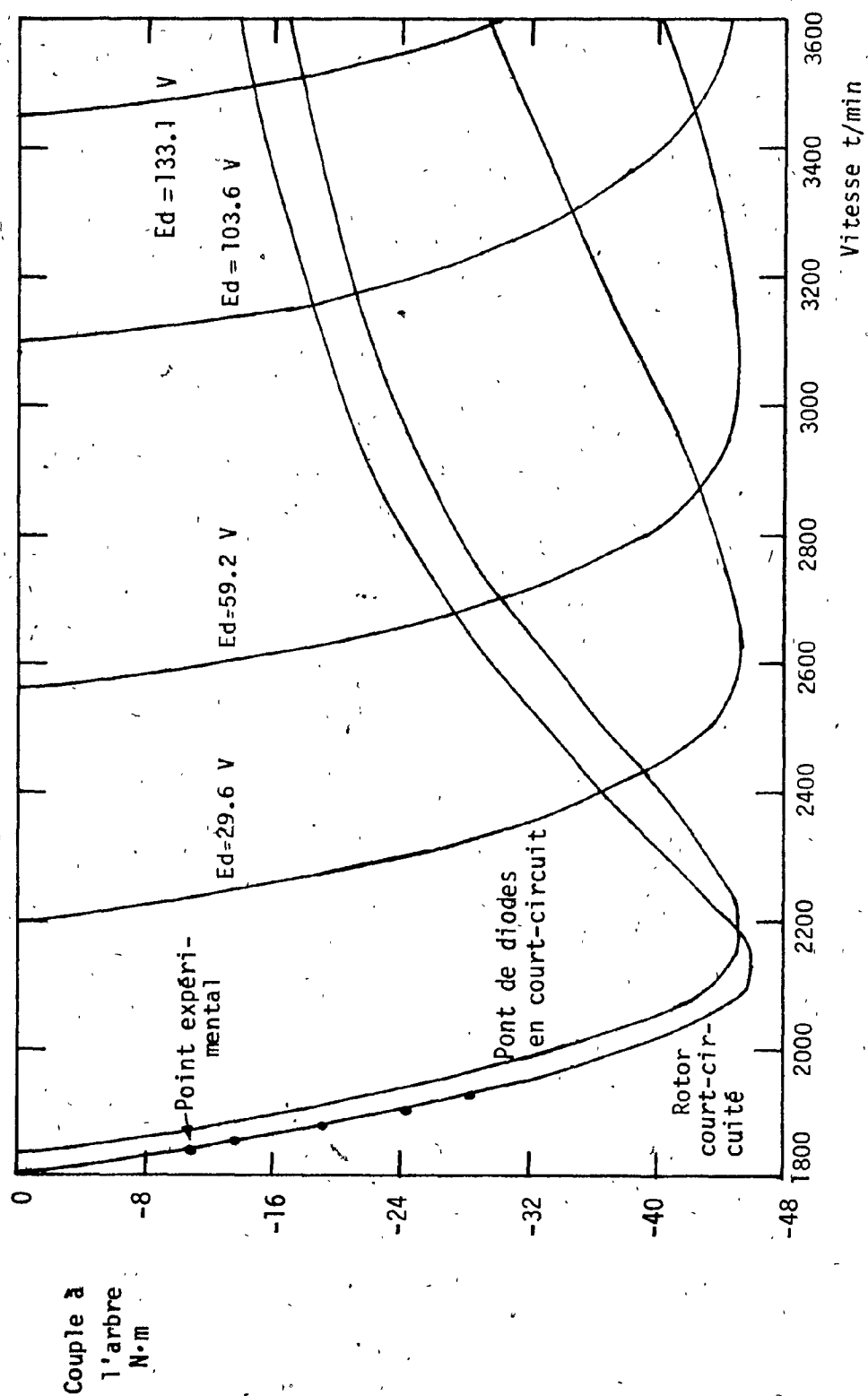


Figure 4.5 Caractéristiques de la machine ASEA en opération générateur



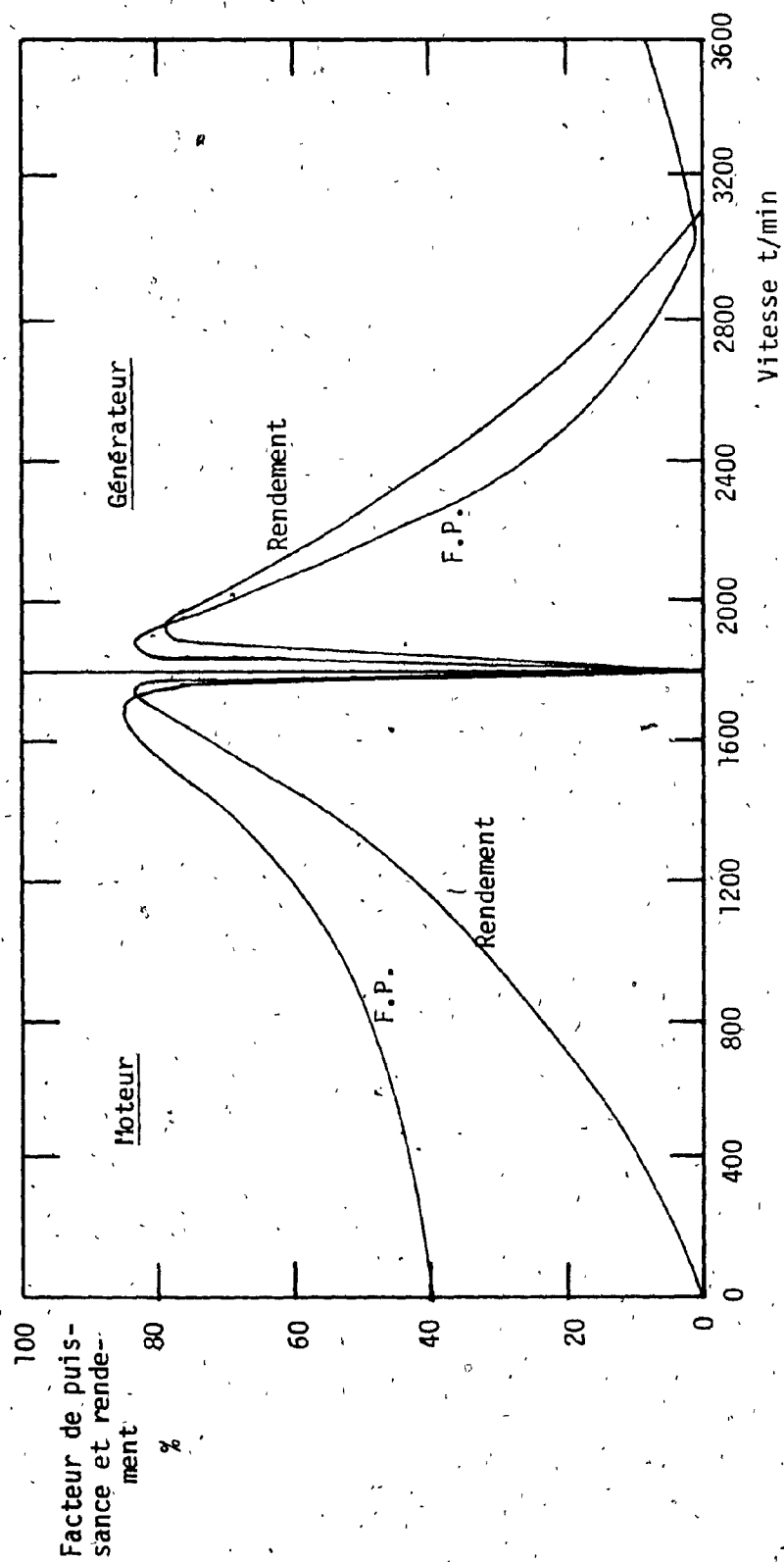


Figure 4.6 : Facteur de puissance et rendement de la machine ASEA (rotor en court-circuit)

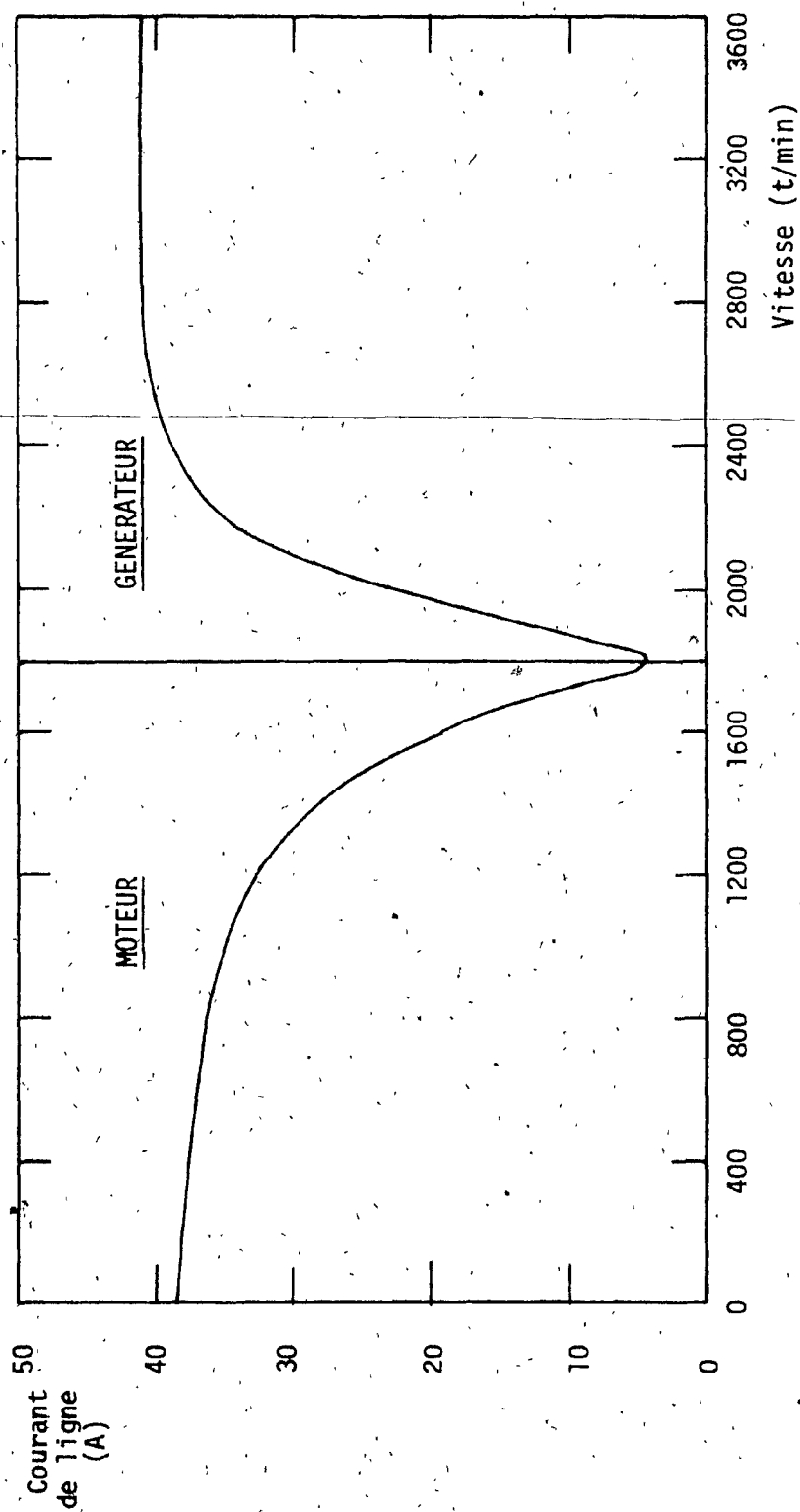


Figure 4.7 : Courant de ligne de la machine ASEA (rotor court-circuité)

#### 4.4 Description du montage expérimental

##### 4.4.1 Introduction

La réalisation en laboratoire d'un entraînement de Scherbius à thyristors avait plusieurs buts. Le premier était d'obtenir une preuve expérimentale, dans une application réelle, de la validité des commandes décrites dans les deux derniers chapitres. Le second but visé était de faire une comparaison du comportement et des performances des trois convertisseurs qui tenait compte des facteurs de second ordre négligés dans les modèles utilisés pour étudier leurs caractéristiques. Troisièmement, il fallait mettre en évidence les gains extrêmement importants tant du point de vue diminution de  $Q_t$  que du point de vue réduction des courants de ligne que permettait d'entrevoir le remplacement du pont classique par le convertisseur à 8 thyristors. De l'opinion de l'auteur, les gains prévisibles étaient plus que suffisants pour justifier à eux seuls un travail de cet envergure. Quatrièmement, cet entraînement qui est basé sur l'emploi de trois commandes distinctes, démontre le bien-fondé de la division des diverses tâches de commande entre plusieurs micro-ordinateurs travaillant en parallèle.

##### 4.4.2 Description

Le schéma synoptique de l'entraînement expérimental apparaît à la figure 4.8. Outre la machine ASEA, les principaux éléments de puissance sont: un pont de diodes triphasé, une bobine de lissage de 50 mH, un convertisseur triphasé (6, 7 ou 8 thyristors), un transformateur triphasé et une machine à courant continu pour charger ou

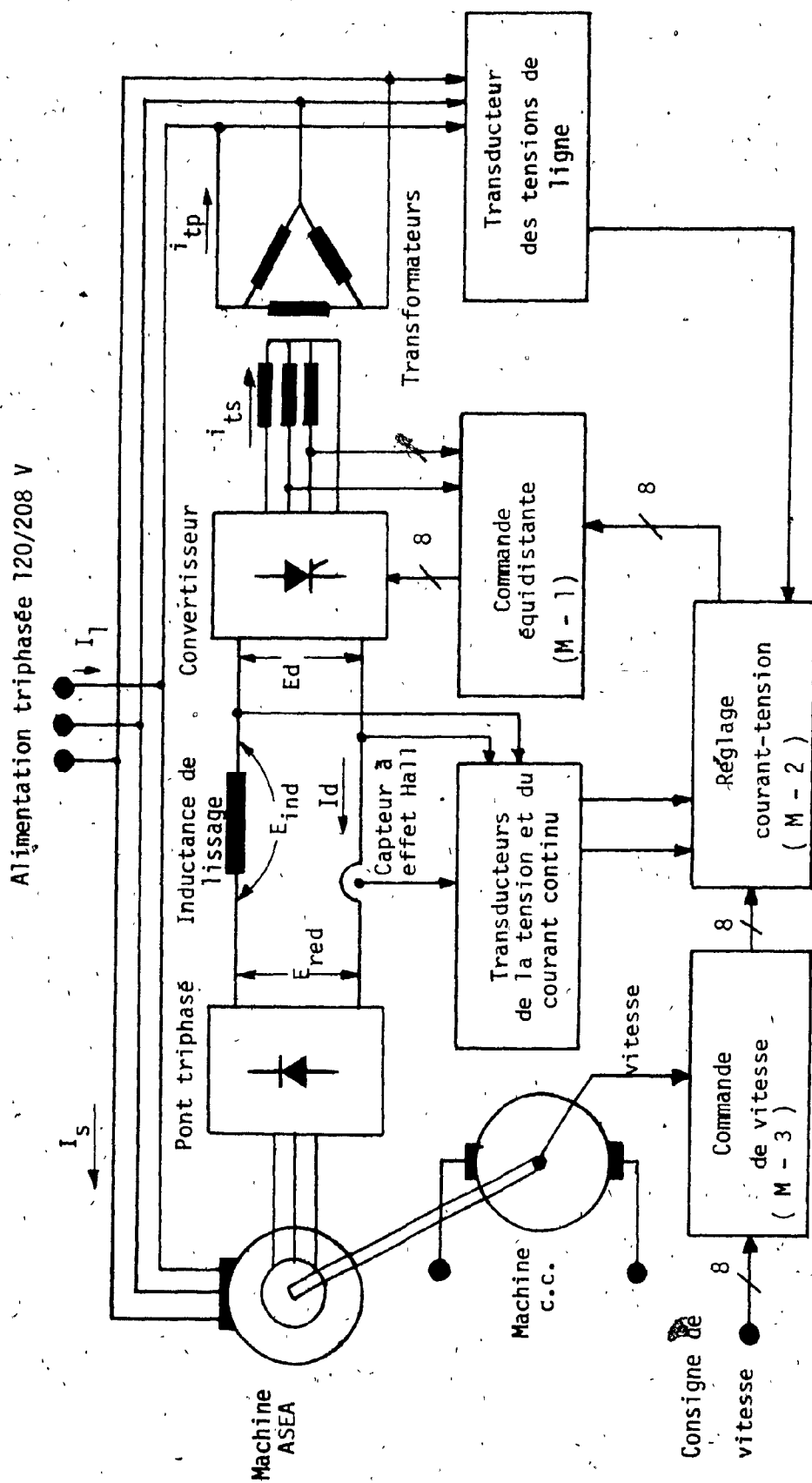


Figure 4.8: Schéma général de l'entraînement de Scherbius à thyristors expérimental

entraîner la machine asynchrone. La banque de transformateurs est nécessaire pour ramener le rapport de transformation équivalent de la machine asynchrone à l'unité. De cette façon, les convertisseurs peuvent opérer sur toute l'étendue de leur plage de tension et la machine d'une vitesse nulle à pleine vitesse ce qui élimine tout dispositif auxiliaire de démarrage. L'emploi de ces transformateurs et les pertes qui leur sont associées, auraient pu être éliminés si une machine avec un rapport de transformation unitaire avait été disponible. Une connexion triangle-étoile a été choisie pour mettre en évidence l'annulation par les primaires des transformateurs des harmoniques d'ordre trois produites par le convertisseur à 8 thyristors.

Le choix d'un des trois convertisseurs triphasés se fait en raccordant ou non le ou les thyristors auxiliaires et en choisissant la commande appropriée. L'inductance de 50 mH sert à filtrer le courant continu de façon à réduire l'ondulation résiduelle.

Trois micro-ordinateurs distincts forment l'ensemble des circuits de commande. Le premier, (M-1), génère les impulsions de gâchette et linéarise la fonction de transfert des trois convertisseurs; c'est la commande décrite au deuxième chapitre. Le second (M-2) qui implémente un régulateur de tension et de courant, a été étudié au chapitre précédent. Son rôle est de calculer la tension de consigne du premier et de limiter les courants dans l'onduleur. Enfin, le troisième (M-3) ferme la boucle de vitesse. Il mesure la vitesse de rotation, la compare à la vitesse de consigne et, à l'aide

d'un compensateur proportionnel-intégrateur, calcule la tension de consigne nécessaire au micro-ordinateur M-2.

Finalement, les deux derniers blocs, les transducteurs de tension et de courant continu et celui de tension alternative, sont aussi ceux décrits au dernier chapitre et servent à la commande tension/courant.

#### 4.4.3 Asservissement de vitesse

Puisque les deux premières commandes ainsi que leur logiciel ont déjà été décrites, seule la commande de vitesse nécessite des explications additionnelles.

La vitesse de la machine est déterminée à partir d'un encodeur fixé en bout d'arbre. L'encodeur, un disque d'aluminium, possède 120 trous répartis également sur sa circonférence extérieure. Une diode électroluminescente et un photo-transistor montés de bord et d'autre du disque produisent une impulsion au passage de chaque trou. Après traitement, cette impulsion en plus d'interrompre le micro-ordinateur, est dirigée à l'entrée d'un circuit compteur. Ce dernier additionne les impulsions sur une période d'une demi-seconde et affiche la vitesse en tours/minute.

Le micro-ordinateur détermine la vitesse sur un laps de temps beaucoup plus court. Il compte le nombre d'interruptions à survenir durant une période de 35,56 ms. La période de 35,56 ms a été choisie parce que, si le moteur tourne à la vitesse synchrone (1800 t/min), exactement 128 interruptions sont comptés durant cet inter-

valle. De cette façon, le nombre d'interruptions (ou de trous) est une représentation simple et directe de la vitesse. Afin d'accroître la précision, le programme compare le temps écoulé depuis le passage du dernier trou et l'interruption marquant la fin de la période de 35,56 ms et extrapole la fraction de trou. Le résultat de ce processus est l'obtention de la vitesse avec une précision de 0,1% pour des vitesses supérieures à 60 t/min. Le calcul de la vitesse précède immédiatement le calcul d'une nouvelle consigne de tension. De telle sorte que ce dernier calcul est basé sur la meilleure valeur possible de la vitesse. De même que pour les intégrateurs du chapitre précédent, il n'existe donc aucun délai entre l'instant où une nouvelle valeur de la vitesse devient disponible, et son utilisation.

A la fin de chaque période de 35.6 ms, le programme après avoir déterminé la vitesse, compare la consigne de vitesse à la vitesse réelle et calcule l'erreur de vitesse. Cette valeur est ensuite traitée par un compensateur numérique PI qui détermine une nouvelle valeur de la tension continue de consigne pour la deuxième commande (tension/courant). Finalement, il affiche la vitesse sur le port 2B.

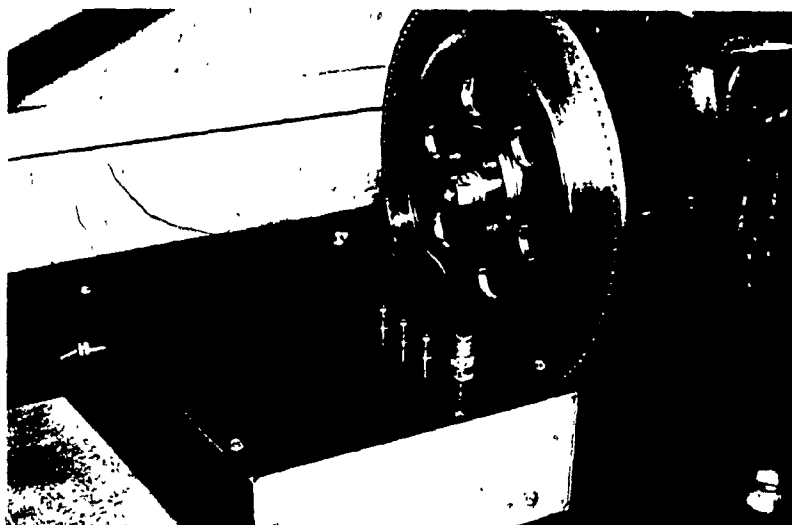
Ce logiciel prend moins d'un kilo-octet et a été implémenté sur une carte de développement appelé KIM de la cie MOS Technology. La liste commentée de ce logiciel se retrouve dans les pages qui suivent.

#### 4.4.4 Photographies

Les photographies de la figure 4.9 illustrent la plupart des éléments du montage expérimental.



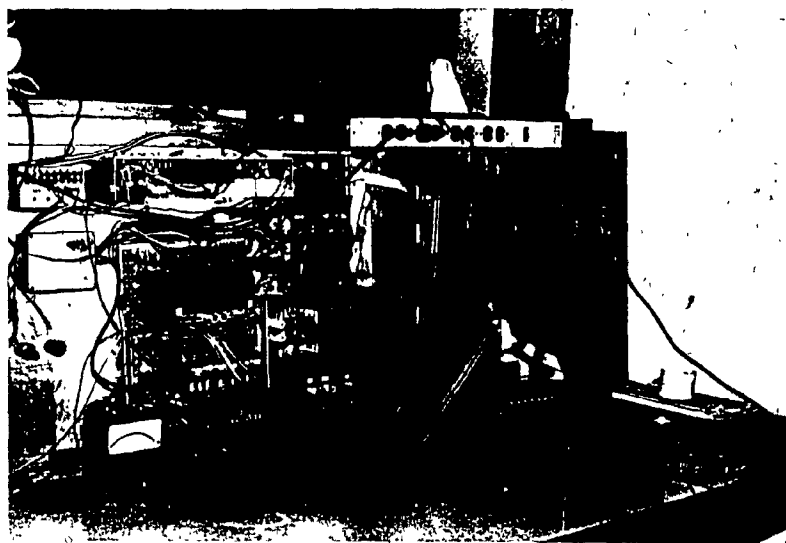
a: Machine asynchrone à bagues ASEA



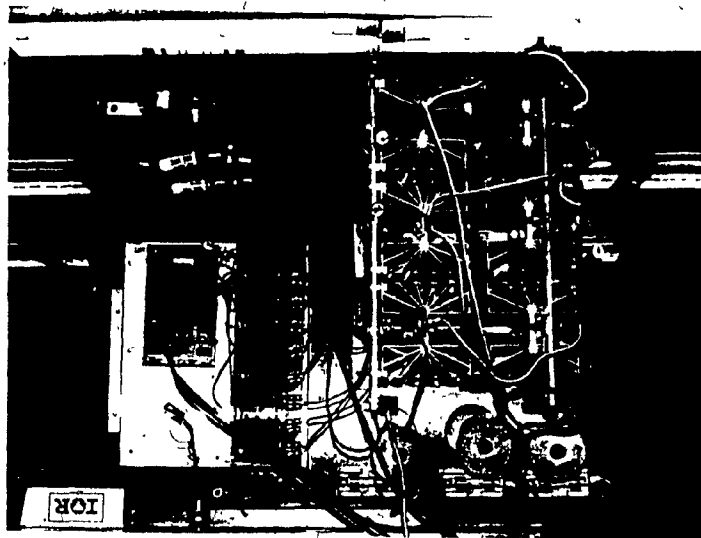
b: Encodeur et affichage de vitesse

Fig. 4.9 : Photographies du montage expérimental





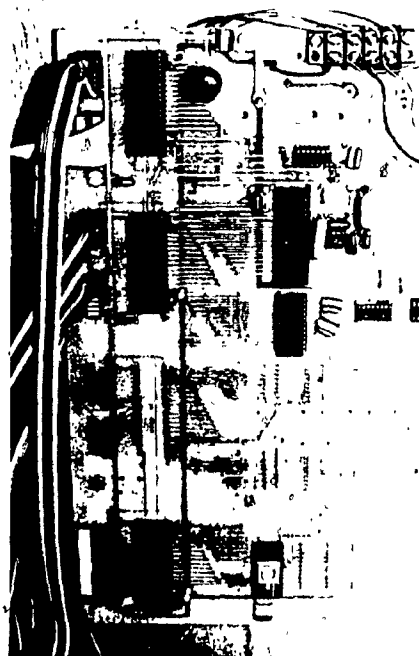
c: Vue d'ensemble des trois micro-ordinateurs , des intégrateurs, des capteurs et des blocs d'alimentation.



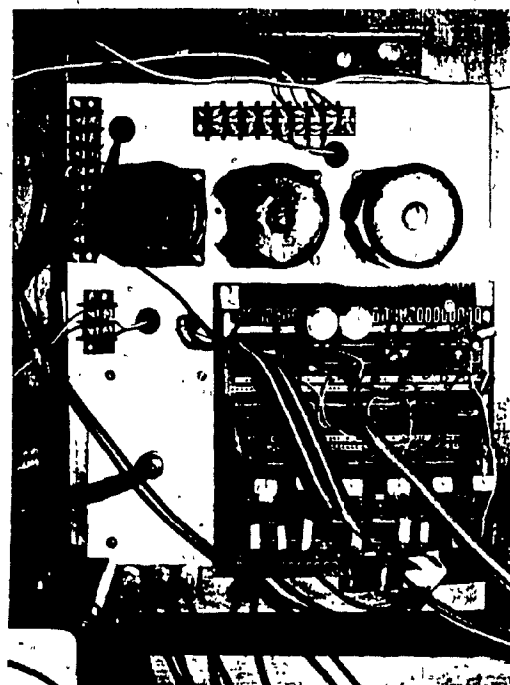
d: Vue d'ensemble des convertisseurs et des amplificateurs de gâchette.



e: Micro-ordinateur #1 et logique externe



f: Micro-ordinateur #2



g: Intégrateurs

## LOGICIEL DE REGLAGE DE LA VITESSE

## ASSIGNATION DE LA MEMOIRE

ADRESSES	DESCRIPTION
0000 - 0BFF	MEMOIRE VIVE
1010 - 101F	6522 # 1
1020 - 102F	6522 # 2

## ASSIGNATION DES PORTS D'ENTREE-SORTIE

NOTE: E = ENTREE  
S = SORTIE

PORT 1A (1011)	LIBRE
PORT 1B (1010)	CONSIGNE DE TENSION (S)
PORT 2A (1021)	CONSIGNE DE VITESSE (E)
PORT 2B (1020)	VITESSE (S)

NOTE: CE LOGICIEL EST ECRIT POUR UN KIM.

## VARIABLES

==0000 K=\$1010  
==0000 T1L=K+4  
==0000 TP2=\$E  
==0000 TEMPL=\$14  
==0000 P2A=L+1  
==0000 KP=0  
==0000 SIGN=2  
==0000 NCOL=4  
==0000 INTM=6  
==0000 ERH=8  
==0000 ERRH=\$A  
==0000 ERO=\$C  
==0000 NAH=\$2B  
==0000 NB=\$2A  
==0000 RESM=\$2C  
==0000 DECA=\$2F  
==0000 DNL=\$21  
==0000 DRL=\$23  
==0000 QUO=\$26  
==0000 CTHA=\$30  
==0000 CTLA=\$31  
==0000 VITL=\$34

==0000 L=\$1020  
==0000 T1H=K+5  
==0000 TEMPH=\$10  
==0000 P1B=K  
==0000 P2B=L  
==0000 KI=1  
==0000 NCOH=3  
==0000 INTL=5  
==0000 INTH=7  
==0000 ERL=9  
==0000 ERRL=\$B  
==0000 DEN=\$0D  
==0000 NAL=\$29  
==0000 RESH=\$2B  
==0000 RESL=\$2D  
==0000 IND=\$1B  
==0000 DNH=\$20  
==0000 DRH=\$22  
==0000 TP=\$2E  
==0000 CTHN=\$32  
==0000 VITH=\$33

---

# CALCUL DE LA VITESSE

259

CE PROGRAMME EST EXECUTE A TOUTES LES 35.56 MS.  
PAR UNE INTERRUPTION SUR LA BROCHE IRQ  
PRODUITE PAR UN GENERATEUR D'INTERVALLE.

==0000  
==0200 IRQ

\*=\$200  
48 PHA  
8A TXA  
38 SEC  
E901 SBC #1  
2903 AND #3

ON VERIFIE S'IL Y A EU INTERRUPTION PAR LE PASSAGE D'UN  
TROU ENTRE L'INSTANT DU EST SURVENUE L'INTERRUPTION  
ET L'INSTRUCTION TXA.  
SI C'EST LE CAS ON PREND LA VALEUR DU TEMPS DU TROU  
PRECEDENT.

AB TAY  
B91000 LDA TEMPH,Y  
100A BPL PT2  
98 TYA  
38 SEC  
E901 SBC #1  
2903 AND #3  
AB TAY  
B91000 LDA TEMPH,Y

==0211

LE TEMPS LORS DU PASSAGE DU DERNIER TROU DEVIENT LE  
DIVIDENDE  
CE TEMPS EST AUSSI LA PERIODE ECOULEE ENTRE LE PASSAGE DU  
DERNIER TROU ET L'INTERRUPTION

\*==0217 PT2

8520 STA DNH  
B91400 LDA TEMPL,Y  
8521 STA DNL  
LA VALEUR DU COMPTEUR DE TROUS EST CONSERVEE  
B91800 LDA IND,Y  
8532 STA CTHN  
LA DIFFERENCE ENTRE LES TEMPS AU PASSAGE DES DEUX DERNIERS  
TROUS PERMET DE DETERMINER LE LAPSE DE TEMPS ENTRE DEUX  
TROUS.  
LE QUOTIENT DU TEMPS AU PASSAGE DU DERNIER TROU ET LA  
PERIODE ENTRE DEUX TROUS  
PERMET D'EXTRAPOLER LA PORTION DE TROU.

==0227

98 TYA  
38 SEC  
E901 SBC #1  
2903 AND #3  
AB TAY  
B91400 LDA TEMPL,Y  
38 SEC  
LA PERIODE ENTRE DEUX TROUS DEVIENT LE DIVISEUR.  
E521 SBC DNL  
8523 STA DRL  
B91000 LDA TEMPH,Y  
E520 SBC DNH  
8522 STA DRH

==0237

LA VITESSE EST OBTENUE EN SOUSTRAYANT LA  
VALEUR DU COMPTEUR DE TROUS LORS DE L'INTERRUPTION  
PRECEDENTE A CELLE DE L'INTERRUPTION EN COURS  
A532 LDA CTHN  
C530 CMP CTHA

; SI LA DIFFERENCE EST POSITIVE, ON OBTIENT IMMEDIATEMENT LA  
; VITESSE. SI ELLE EST NEGATIVE IL FAUT FAIRE LE COMPLEMENT.

260

==0247 PT3  
900B BCC PT3  
38 SEC  
E530 SBC CTHA  
8533 STA VITH  
4C5102 JMP PT4  
A9FF LDA #\$FF  
38 SEC  
E530 SBC CTHA  
38 SEC  
6532 ADC CTHN  
8533 STA VITH

; SI LA DIFFERENCE EST PLUS PETITE QUE QUATRE, ON CONSIDERE  
; LA VITESSE COMME NULLE.

==0251 PT4  
C904 CMP #4  
B009 BCS PT5  
A900 LDA #0  
8533 STA VITH  
8534 STA VITL  
4CA002 JMP PT6

; AVANT DE FAIRE LA DIVISION POUR EXTRAPOLER LA PORTION DE  
; TROU, ON VERIFIE QUE LE DIVIDENDE EST PLUS PETIT QUE LE  
; DIVISEUR. SI CE N'EST PAS LE CAS, LE QUOTIENT  
; PREND LA VALEUR FF.

==025E PT5  
A520 LDA DNH  
C522 CMP DRH  
900F BCC DIV  
D006 BNE PF  
A521 LDA DNL  
C523 CMP DRL  
9007 BCC DIV  
==026C PF  
A9FF LDA #\$FF  
8526 STA QUO  
4C9502 JMP PTA

; LA DIVISION EST EFFECTUEE.

; ROUTINE DE DIVISION

==0273 DIV  
A009 LDY #9  
4C7E02 JMP COMM  
==0278 DEB  
0626 ASL QUO  
0621 ASL DNL  
2620 ROL DNH  
==027E COMM  
38 SEC  
A521 LDA DNL  
E523 SBC DRL  
852E STA TP  
A520 LDA DNH  
E522 SBC DRH  
9006 BCC CONT  
E626 INC QUO  
8520 STA DNH  
==028F  
A52E LDA TP  
==0291 CONT  
88 DEY  
98 TYA

DOE3 BNE DEB ;FIN DE LA ROUTINE DE DIVISION

;

;

;LE QUOTIENT DEVIENT L'OCTET LE MOINS SIGNIFICATIF DE  
; LA VITESSE.

==0295 PT7

A526 LDA QUO

38 SEC

E531 SBC CTLA

B002 BCS #+4

C633 DEC VITH

B534 STA VITL

;LA NOUVELLE VALEUR DU COMPTEUR DE TROUS REMPLACE  
;L'ANCIENNE.

==02A0 PT6

A532 LDA CTHN

B530 STA CTHA

A526 LDA QUO

B531 STA CTLA

;L'INDICATEUR D'INTERRUPTION EST ENLEVE.

AD2410 LDA L+4

;LA VITESSE EST AFFICHEE VIA LE PORT 2B.

A534 LDA VITL

2A ROL A

A533 LDA VITH

2A ROL A

==02B0

49FF EOR #FF

8D2010 STA P2B

-----

# REGULATEUR DE VITESSE

262

```

;LECTURE DE LA VITESSE DE CONSIGNE (PORT 2A).
==02B6 P2 AD2110 LDA P2A
          CD2110 CMP P2A
          D0F8 BNE P2
          4A LSR A
          B503 STA NCDH
          A900 LDA #0
          6A ROR A
          B504 STA NCDL
          ;
          ;CALCUL DE L'ERREUR DE VITESSE.
          38 SEC
          E534 SBC VITL
          B50B STA ERRL
          A503 LDA NCDH
          E533 SBC VITH
          B50A STA ERRH
          A50B LDA ERRL
          ;CALCUL DE KI * L'ERREUR DE VITESSE.
          B529 STA NAL
          A50A LDA ERRH
          ==02D7 B528 STA NAH
          A501 LDA KI
          B52A STA NB
          205303 JSR MULT
          ;CALCUL DE L'INTEGRALE DE L'ERREUR.
          A505 LDA INTL
          18 CLC
          652D ADC RESL
          B505 STA INTL
          ==02E7 A506 LDA INTM
          652C ADC RESM
          B506 STA INTM
          A507 LDA INTH
          652B ADC RESH
          B507 STA INTH
          ;LIMITATION DE L'INTEGRALE.
          1013 BPL SUIT1
          C990 CMP #190
          900F BCC SUIT1
          C9A0 CMP #1A0
          B007 BCS NEG
          A990 LDA #190
          B507 STA INTH
          4C0803 JMP SUIT1
          ==02F7 A900 LDA #0
          B507 STA INTH
          ;
          ;CALCUL DU TERME PROPORTIONNEL.
          ==0308 SUIT1 A50B LDA ERRL
          B529 STA NAL
          A50A LDA ERRH
          B528 STA NAH
          A500 LDA KP
          B52A STA NB
          205303 JSR MULT
          ;CALCUL DE LA CONSIGNE DE VITESSE:
          ;KP * ERREUR + KI * L'ERREUR + L'INTEGRALE DE L'ERREUR.

```



==0318

```

18      CLC
A52D    LDA RESL
6505    ADC INTL
A52C    LDA RESM
6506    ADC INTM
8509    STA ERL
A52B    LDA RESH
6507    ADC INTH
8508    STA ERH

```

==0328

; LIMITATION DU SIGNAL DE CONSIGNE,

```

850C    STA ERO
100B    BPL *+5D
C9C0    CMP *5C0
9007    BCC *+9
A900    LDA #0
850C    STA ERO
4C3D03  JMP SUIT3

```

==0339

```

A509    LDA ERL
1002    BPL SUIT3
E60C    INC ERO

```

==033D SUIT3

; ATTENTE AU DEMARRAGE.

```

A50D    LDA DEM
F00B    BEQ *+5D
A900    LDA #0
8507    STA INTM
8506    STA INTL
8D1010  STA P1B
68      PLA
40      RTI

```

; LE SIGNAL DE CONSIGNE DE TENSION EST TRANSFERE AU PORT 1B.

==034E

```

A50C    LDA ERO
8D1010  STA P1B
68      PLA
40      RTI

```

---

# SOUS-ROUTINE DE MULTIPLICATION

; CETTE SOUS-ROUTINE EFFECTUE LA MULTIPLICATION D'UN NOMBRE  
; DE 16 BITS PAR UN NOMBRE DE 8 BITS.

```

==0353 MULT      A52B LDA NAH
                  3004 BMI *+6
                  A900 LDA #0
                  F002 BEQ *+4
                  A9FF LDA *$FF
                  B502 STA SIGN
                  A900 LDA #0
                  852D STA RESL
==0363          852C STA RESM
                  852B STA RESH
                  852F STA DECA
                  A00B LDY #8
                  4602 LSR SIGN
                  662B ROR NAH
                  6629 ROR NAL
                  662F ROR DECA
==0373          062A ASL NB
                  9013 BCC *+15
                  18 CLC
                  A52F LDA DECA
                  652D ADC RESL
                  852D STA RESL
                  A529 LDA NAL
                  652C ADC RESM
                  852C STA RESM
==0384          A52B LDA NAH
                  652B ADC RESH
                  852B STA RESH
                  8B DEY
                  D0DE BNE *-32
                  60 RTS

```

---

# PASSAGE D'UN TROU

==038E NMI

LE PASSAGE D'UN TROU PRODUIT UNE INTERRUPTION.

48 PHA

LECTURE DU TEMPS A L'INSTANT DE L'INTERRUPTION.

LE TEMPS ET LA VALEUR DU COMPTEUR DE TROUS SONT PLACES DANS  
UNE PILE.

AD1510 LDA T1H

9510 STA TEMPH,X

AD1410 LDA T1L

9514 STA TEMPL,X

C9D4 CMP #D4

9005 BCC PTK

AD1510 LDA T1H

==03A0

9510 STA TEMPH,X

==03A2 PTK

E60E INC TP2

COMPTEUR DE TROUS.

A50E LDA TP2

9518 STA IND,X

2903 AND #03

AA TAX

68 PLA

40 RTI

---

## INITIALISATION

```

==03AD DBU      78      SEI
                  D8      CLD
                  ;VALEURS PAR DEFAUT DE KP ET DE KI.
A97F      LDA #$7F
8500      STA KP
A910      LDA #$10
8501      STA KI
78        SEI
D8        CLD
            ;INITIALISATION DES 6522.
A940      LDA #$40
8D3B10    STA L+$1B
==03BE      A9E4      LDA #$E4
            8D3410    STA L+$14
            A98A      LDA #$8A
            8D3510    STA L+$15
            A9C0      LDA #$C0
            8D2E10    STA L+$E
            A9FF      LDA #$FF
==03CF      8D3210    STA L+$12
            A900      LDA #0
            AA        TAX
            A507      LDA INTH
            A505      LDA INTL
            A506      LDA INTM
            58        CLI
            A9FF      LDA #$FF
            850D      STA DEM
            ;
            ;AU DEMARRAGE, AVANT DE METTRE EN MARCHE LA
            ;MACHINE, ON ATTEND UN CHANGEMENT DANS LA VALEUR DE LA
            ;CONSIGNE DE VITESSE (PORT 2A).
AD2110    LDA P2A
CD2110    CMP P2A
F0FB      BEQ *-3
A900      LDA #0
850D      STA DEM
            ;
            ;LE PROGRAMME PRINCIPAL N'EST QU'UNE BOUCLE SANS FIN.
4CEC03    JMP *
            .END
            ERRORS= 0000

```

COMM = \$027E	CONT = \$0291	CTHA = \$0030	CTHN = \$0032
CTLA = \$0031	DBU = \$03AD	DEB = \$027B	DECA = \$002F
DEM = \$000D	DIV = \$0273	DNH = \$0020	DNL = \$0021
DRH = \$0022	DRL = \$0023	ERH = \$000B	ERL = \$0009
ERO = \$000C	ERRH = \$000A	ERRL = \$000B	IND = \$001B
INTH = \$0007	INTL = \$0005	INTM = \$0006	IRQ = \$0200
K = \$1010	KI = \$0001	KP = \$0000	L = \$1020
MULT = \$0353	NAH = \$002B	NAL = \$0029	NB = \$002A
NCOH = \$0003	NCOL = \$0004	NEG = \$0304	NMI = \$038E
P1B = \$1010	P2 = \$02B6	P2A = \$1021	P2B = \$1020
PF = \$026C	PT2 = \$0217	PT3 = \$0247	PT4 = \$0251
PT5 = \$025E	PT6 = \$02A0	PT7 = \$0295	PTK = \$03A2
QUO = \$0026	RESH = \$002B	RESL = \$002D	RESM = \$002C
SIGN = \$0002	SUIT1 = \$0308	SUIT3 = \$033D	T1H = \$1015
T1L = \$1014	TEMPH = \$0010	TEMPL = \$0014	TP = \$002E
TP2 = \$000E	VITH = \$0033	VITL = \$0034	

## 4.5 Résultats expérimentaux

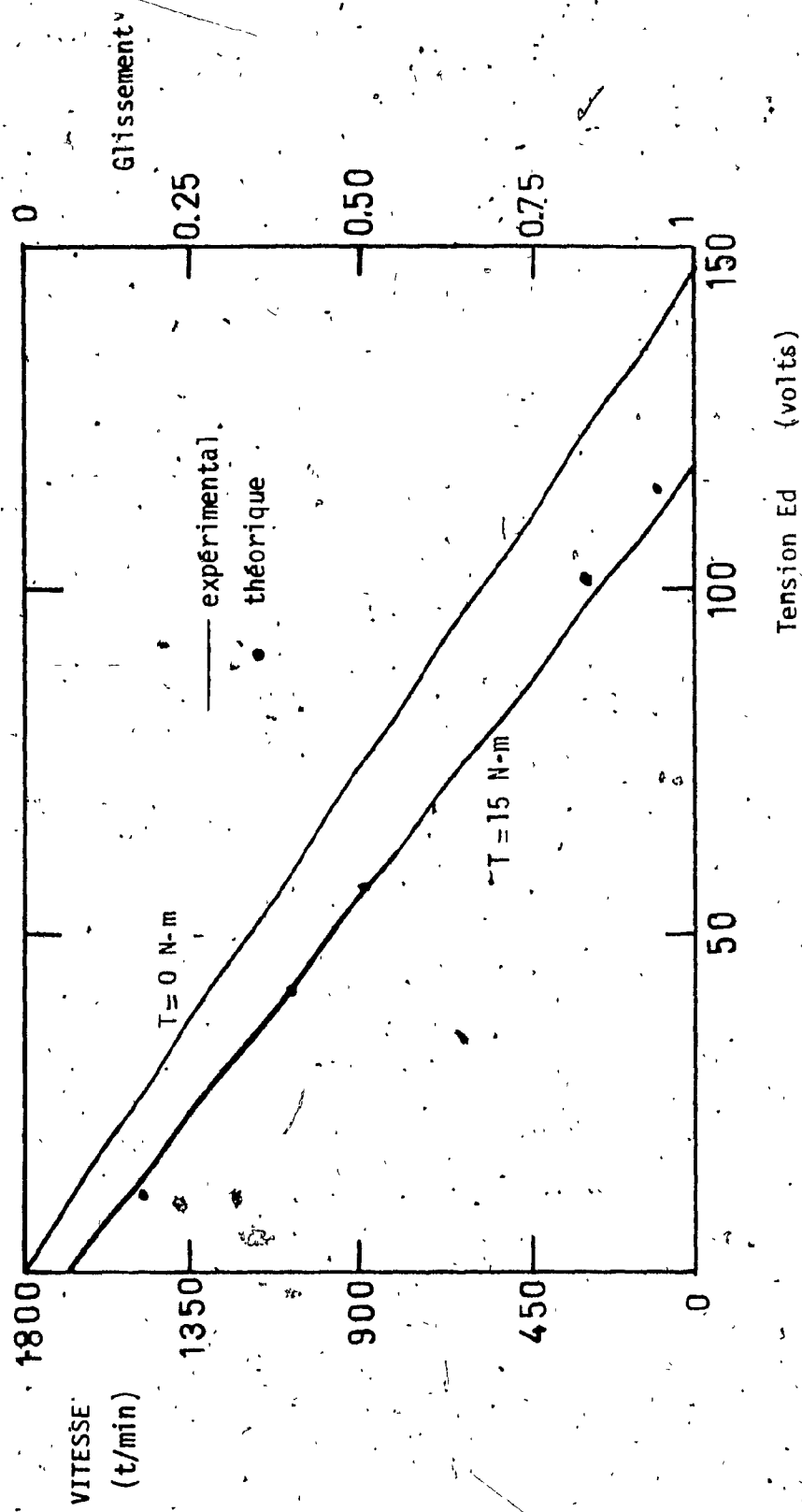
### 4.5.1 Introduction

Cette section présente les résultats expérimentaux obtenus à partir du montage qui vient d'être décrit. Ces résultats mettant en évidence les gains obtenus par l'emploi des convertisseurs modifiés et démontrent la supériorité de l'entraînement de Scherbius doté du convertisseur à 8 thyristors.

Les résultats présentés ici sont originaux. A la meilleure connaissance de l'auteur, il n'existe pas dans la littérature d'articles ou de compte-rendus permettant d'évaluer un entraînement de Scherbius à thyristors employant les ponts modifiés. Un seul donne quelques résultats, on ne peut plus fragmentaires, sur l'utilisation du pont à six thyristors à stratégie modifiée [60]. Ce court compte-rendu, de J.E. Brown et al., décrit l'utilisation de ponts monophasé et triphasé à stratégie modifiée, appliqués à cet entraînement. Malheureusement, cet article ne fournit des valeurs expérimentales que pour deux points d'opération et un seul couple de charge. Qui plus est, la description du montage est insuffisante. Ces deux raisons rendent cet article inutilisable; il ne fait que confirmer, et encore très globalement, les résultats présentés ici pour le pont à sept thyristors.

### 4.5.2 Résultats expérimentaux: régime permanent

Les courbes des figures 4.10 et 4.11 illustrent le comportement général de l'entraînement par rapport à la tension et au courant continu. La figure 4.10 montre que pour un couple donné, la vitesse ne dépend que de la tension  $E_d$ . De plus, pour une tension rotorique

Figure 4.10 : Vitesse en fonction de la tension  $E_d$

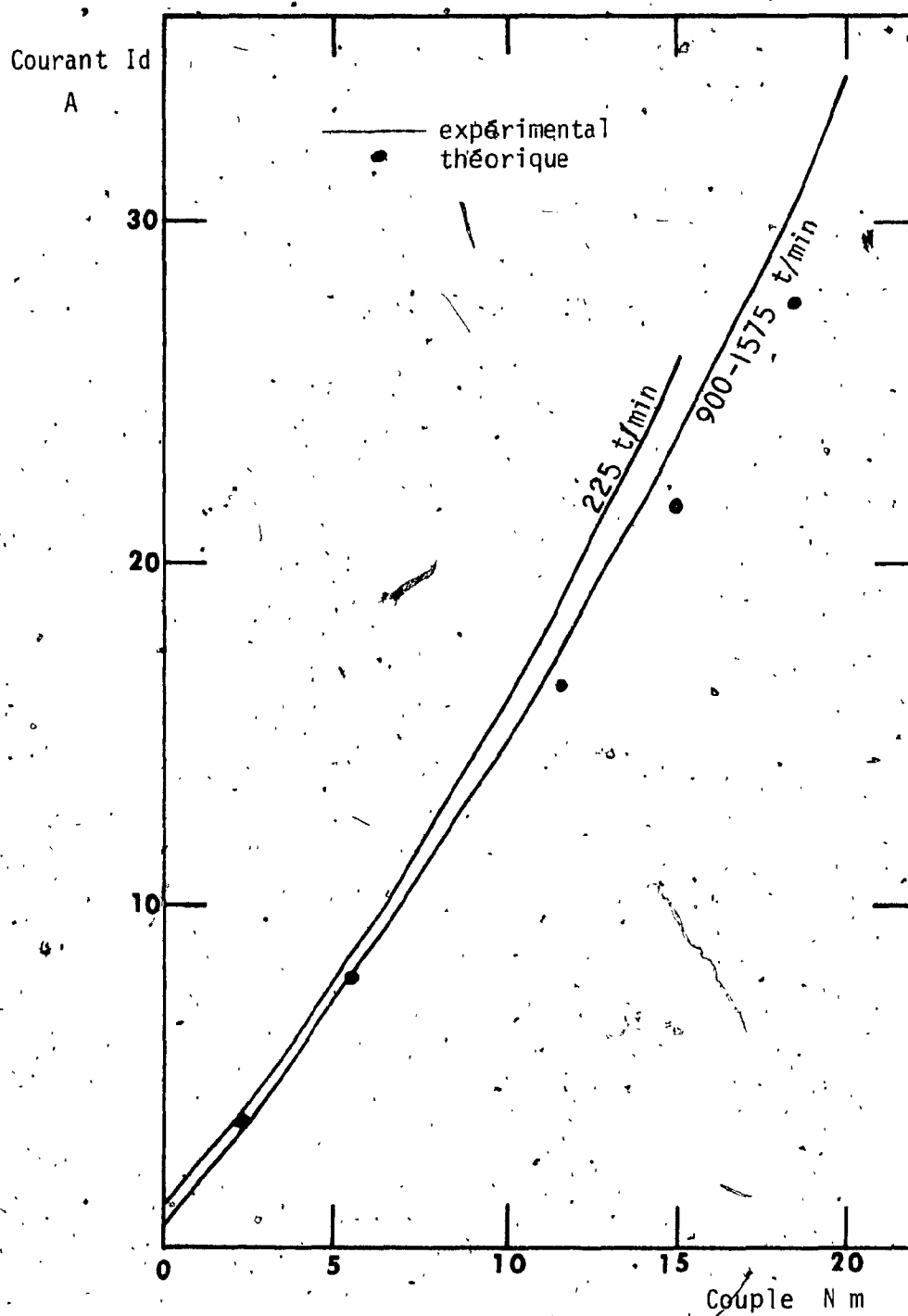


Figure 4.11 : Courant  $I_d$  en fonction du couple de charge



donnée, le comportement de l'entraînement ressemble à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée dont la résistance d'induit serait élevée. D'autre part, les courbes de la figure 4.11 mettent en évidence la relation presque linéaire qui existe entre le couple mécanique et le courant  $I_d$ . Pour ces deux figures, les différences qui se retrouvent entre les points expérimentaux et les courbes calculées à partir du circuit équivalent s'expliquent par le fait que le modèle ne tient pas compte de deux phénomènes normalement secondaires. Premièrement l'inductance de fuite rotorique cause un empiètement important (de l'ordre de 45 degrés) dans le pont de diodes. Deuxièmement, la tension rotorique est loin d'être sinusoïdale. Ces deux phénomènes apparaissent clairement aux figures 4.12 à 4.17.

Les figures 4.10 et 4.11 démontrent qu'un asservissement du courant rotorique est à conseiller dans les applications à couple constant et qu'une commande en tension est préférable dans les cas où la vitesse est la variable principale. En effet, dans les deux cas, si le bon type de réglage est choisi, une commande en boucle ouverte est possible. Ainsi, avec un réglage en courant, la machine fournit un couple presque indépendant de la vitesse alors qu'avec une tension rotorique constante, la machine a un comportement semblable à celui d'une machine c.c. à excitation séparée. Cependant, dans ce dernier cas, il est nécessaire de prévoir une limite de courant pour protéger le montage contre les courants trop grands.

Les photographies des figures 4.12 à 4.16 illustrent les formes d'onde pour cinq différents points d'opération. Les points choisis sont

représentatifs des diverses formes d'onde qui peuvent être obtenues.

Pour chacun de ces points, les variables illustrées sont:

a) photographie no 1 (coin supérieur gauche)

- le courant de ligne total,  $i_l$
- le courant statorique,  $i_s$
- le courant dans les primaires des transformateurs,  $i_{tp}$

b) photographie no 2 (coin inférieur gauche)

- le courant dans le lien c.c.,  $i_d$
- le courant à l'entrée du convertisseur qui est aussi le courant dans les secondaires des transformateurs,  $i_{ts}$

c) photographie no 3 (coin supérieur droit)

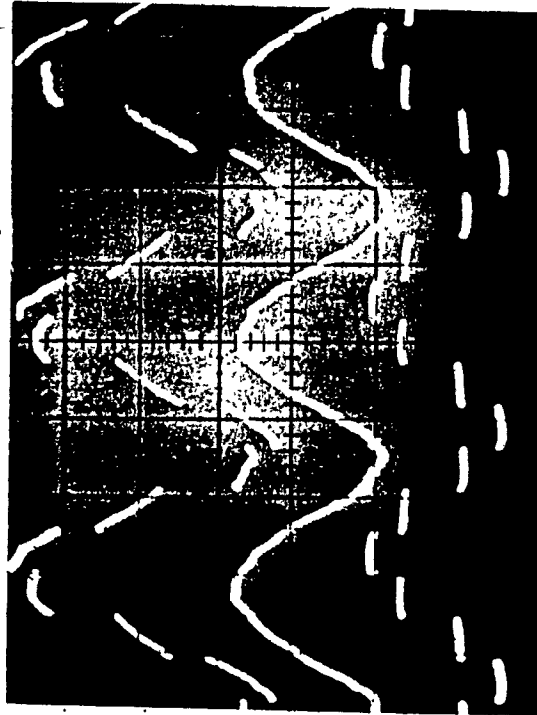
- la tension aux bornes du convertisseur,  $e_d$
- la tension aux bornes du pont de diodes,  $e_{red}$
- la tension aux bornes de l'inductance,  $e_{ind}$

d) photographie no 4 (coin inférieur droit)

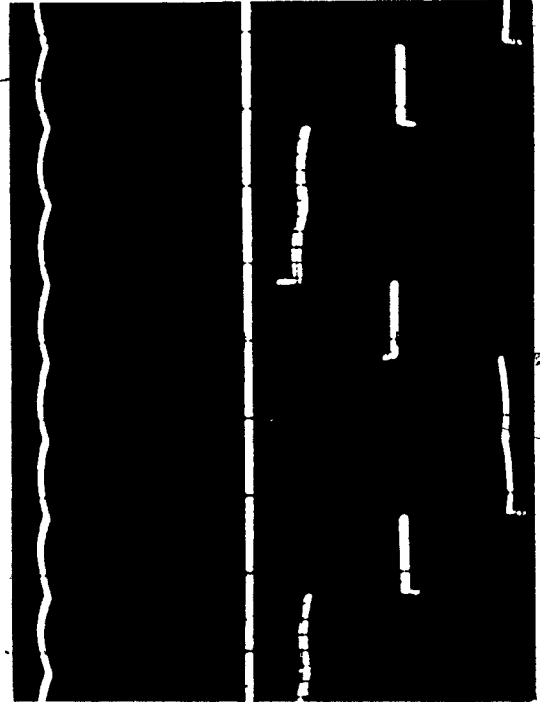
- le contenu spectral des courants de lignes mesuré à l'aide d'un analyseur de spectre HP 141T

Pour chacun des trois premiers points, il y a une série de photographies par convertisseur. Par contre, pour les deux derniers points, il y a respectivement deux et une seule série de photographies. Cette différence s'explique par le fait que le fonctionnement avec les convertisseurs modifiés diffère du fonctionnement avec le pont classique pour des vitesses supérieures à environ 200 t/min pour le pont à 8 thyristors et à 1100 t/min pour le pont à 7 thyristors.

Finalement, les photographies de la figure 4.17 font voir la tension aux bornes du rotor pour les mêmes cinq points.



5 ms/div.



2.78 ms/div.

$i_1$  20 A/div.

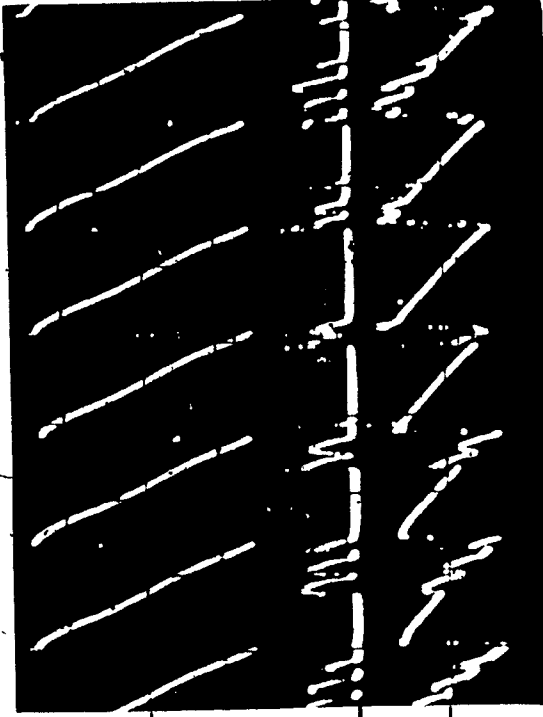
$i_s$  20 A/div.

$i_{tp}$  20 A/div.

$e_d$  50 V/div.

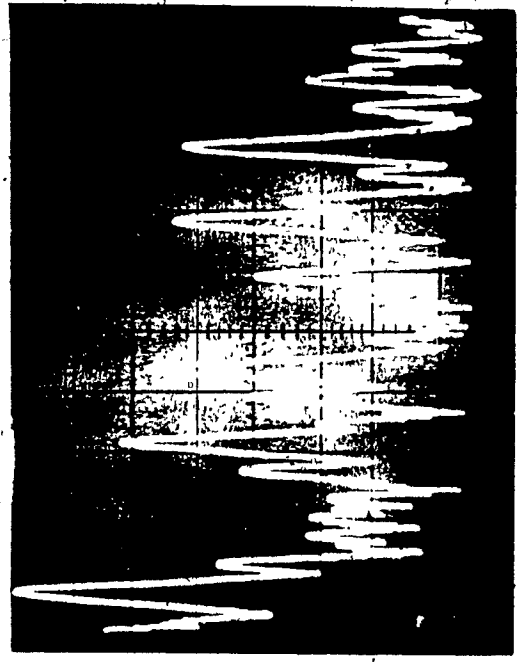
$e_{red}$  50 V/div.

$e_{ind.}$  100 V/div.



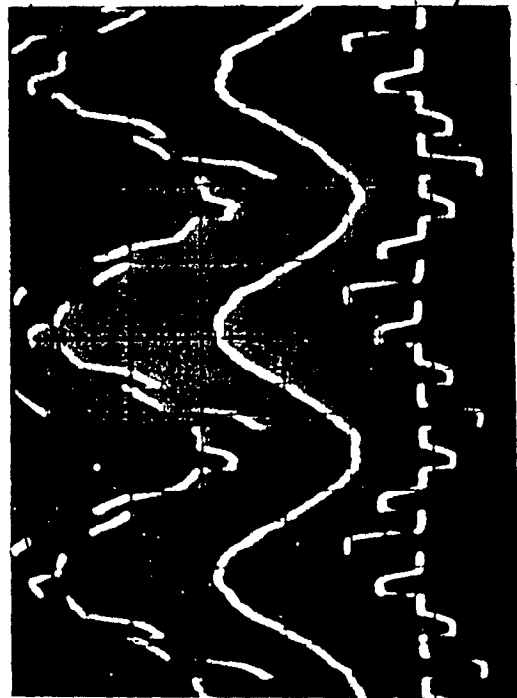
2 ms/div.

Spectre

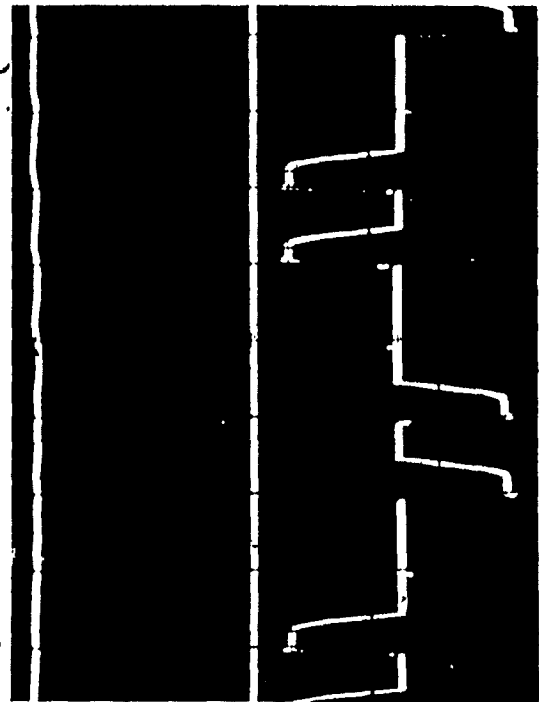


100 Hz/div.

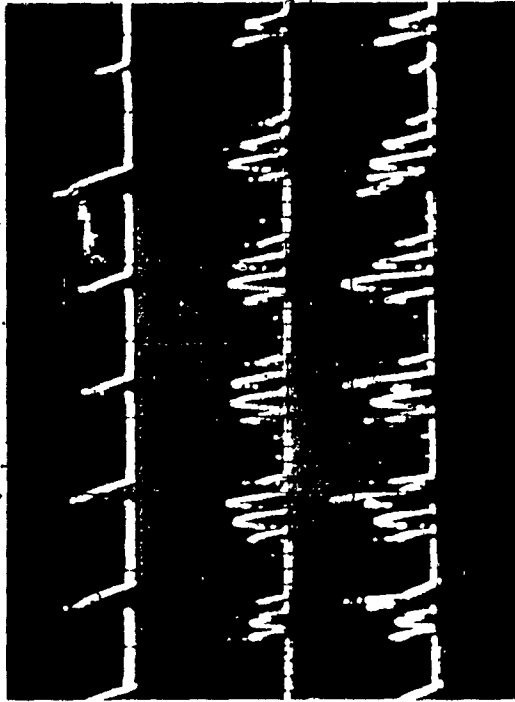
FIG. 4.12a: Conv. à 6 thy.  
n: 1575 t/min T: 17 N.m.  
Point A



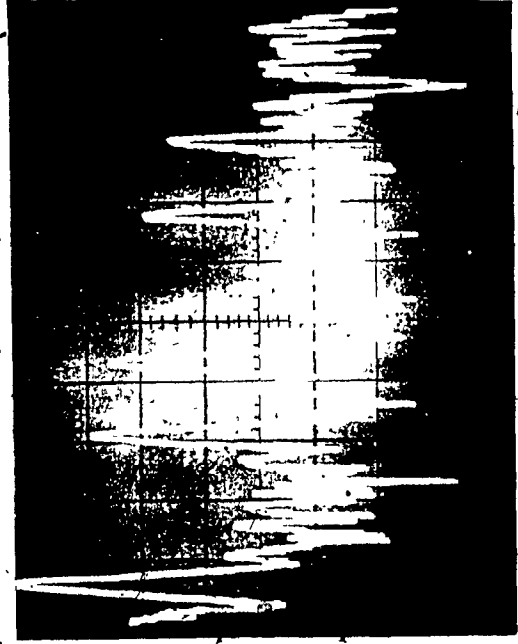
5 ms/div.



2.78 ms/div.

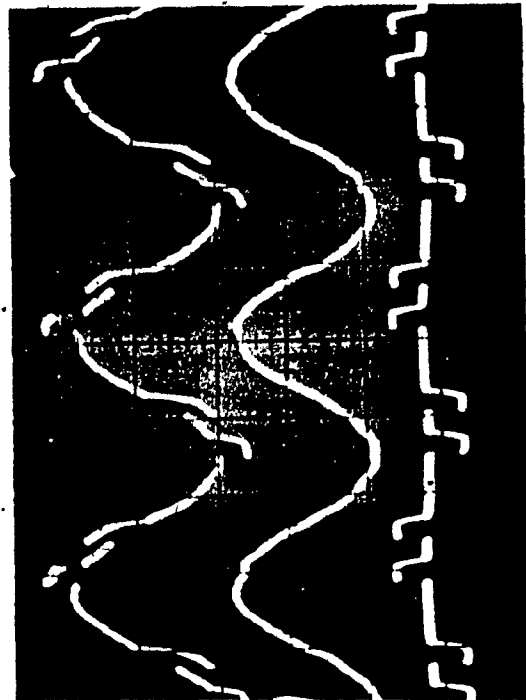


2 ms/div.

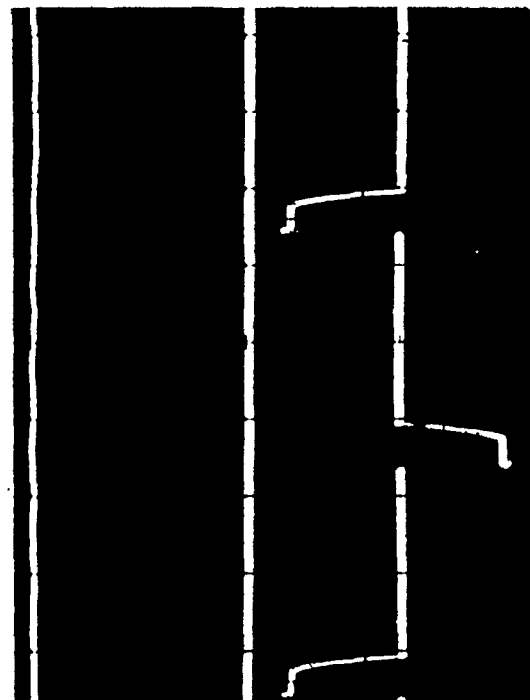


Spectre

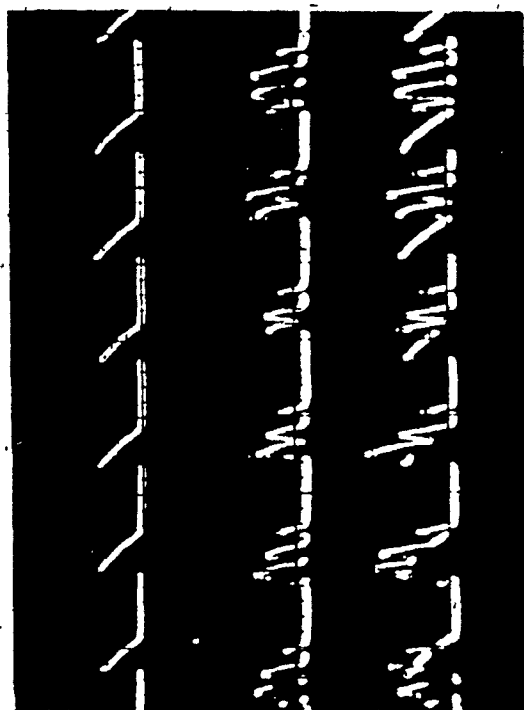
FIG.4.12b: Conv. à 7 thy.  
 n: 1575 t/min T: 17.0 N.m.  
 Point A



5 ms/div.



2.78 ms/div.



2 ms/div

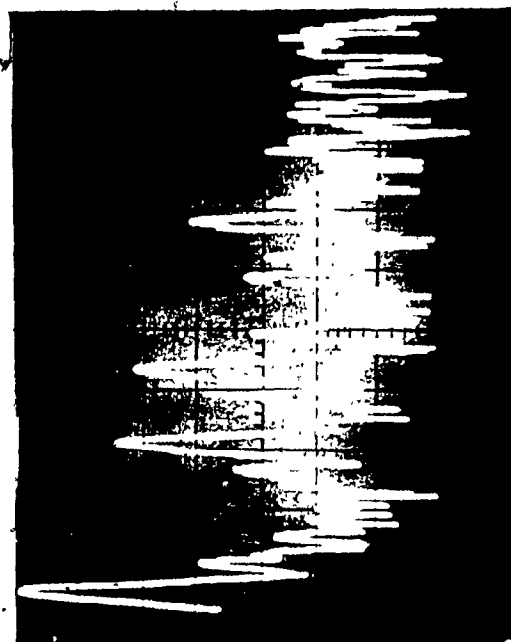
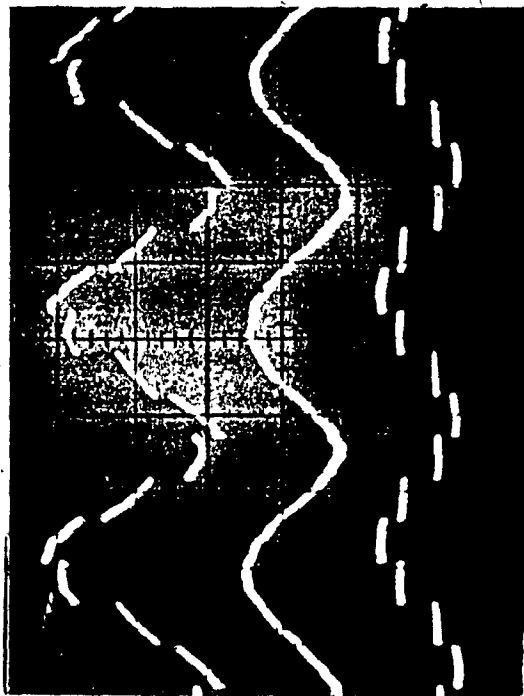


FIG. 4.12c: Conv. à 8 thy.  
 n: 1575 t/min T: 17.0 N.m.  
 Point A



$i_l$   
20 A/div.

$i_s$   
20 A/div.

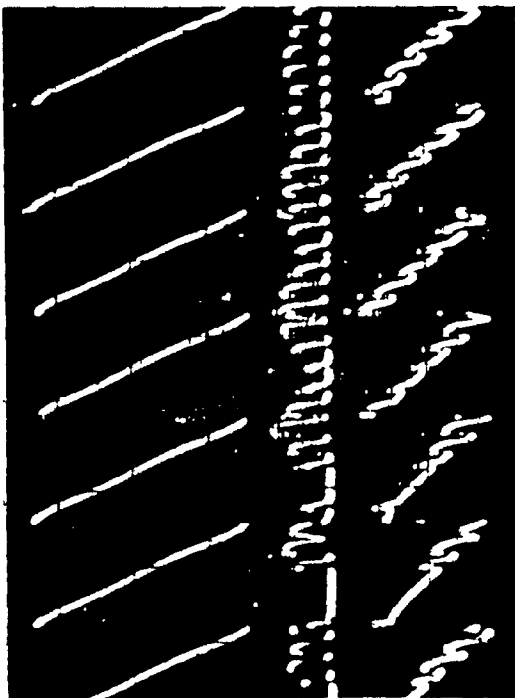
$i_{tp}$   
20 A/div.

$e_d$   
50 V/div.

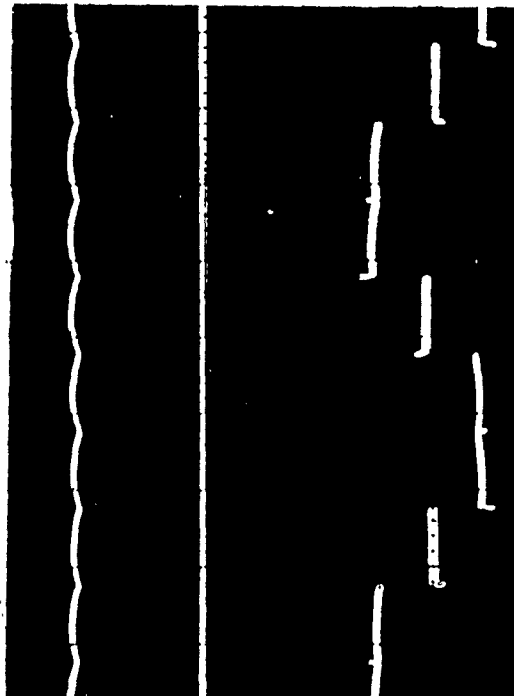
$e_{red}$   
50 V/div.

$e_{ind}$   
100 V/div.

5 ms/div.



2 ms/div



$i_d$   
10 A/div.

$i_{ts}$   
20 A/div.

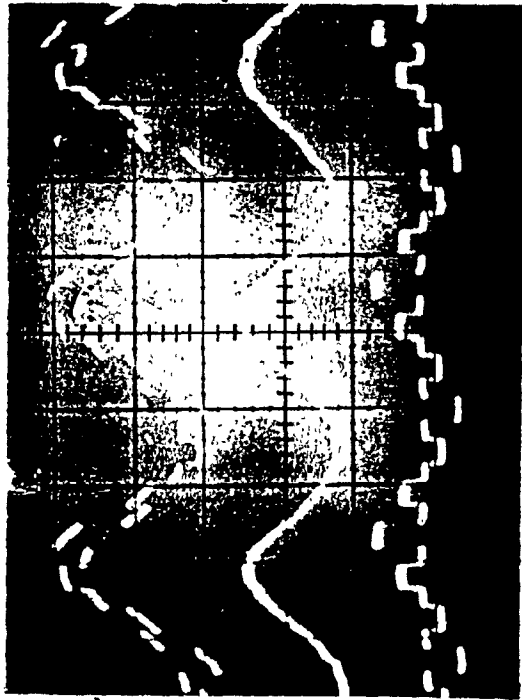
Spectre



2.78 ms/div.

100 Hz/div.

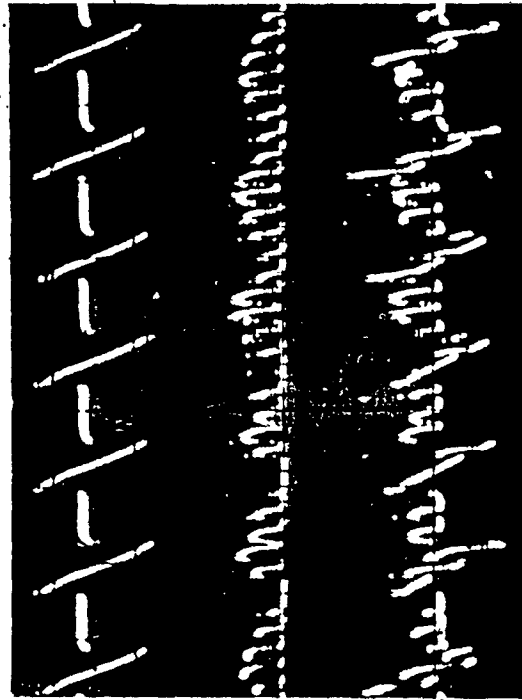
FIG.4.13a: Conv.  $\bar{a}$  6 thy.  
n: 1575 t/min T: 11.6 N.m.  
Point B



$i_l$   
20 A/div.

$i_s$   
20 A/div.

$i_{tp}$   
20 A/div.



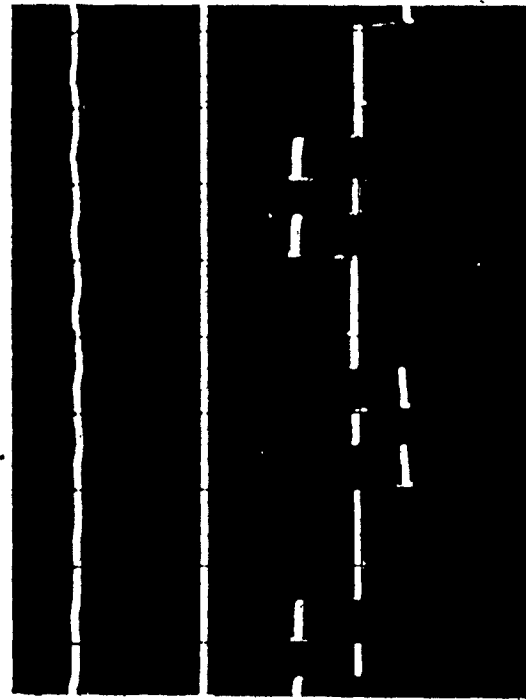
$e_d$   
50 V/div.

$e_{red}$   
50 V/div.

$e_{ind}$   
50 V/div.

5 ms/div.

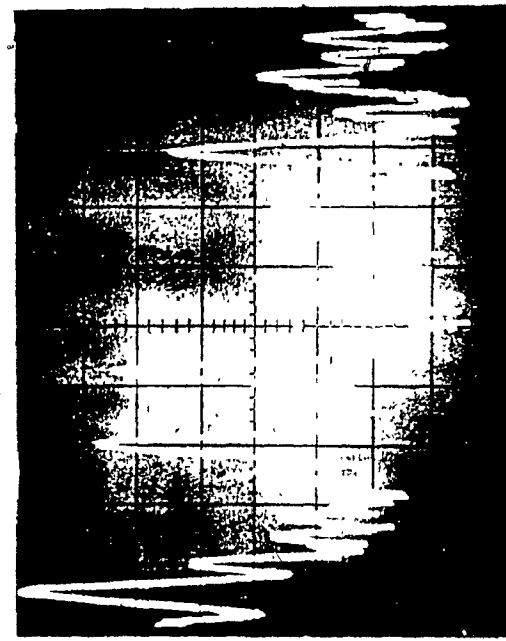
2 ms/div.



$i_d$   
10 A/div.

$i_{ts}$   
20 A/div.

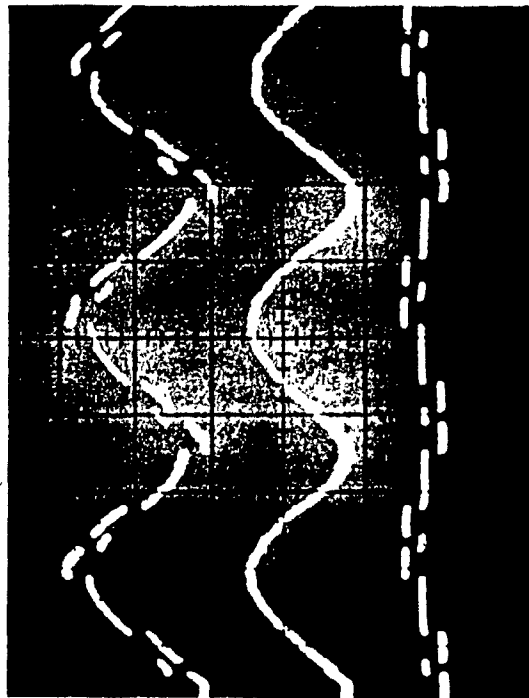
Spectre



2.78 ms/div.

100 Hz/div.

FIG. 4.13b: Conv. à 7 thy.  
n: 1575 t/min T: 11.6 N.m.  
Point B



$i_l$   
20 A/div.

$e_d$   
50 V/div.

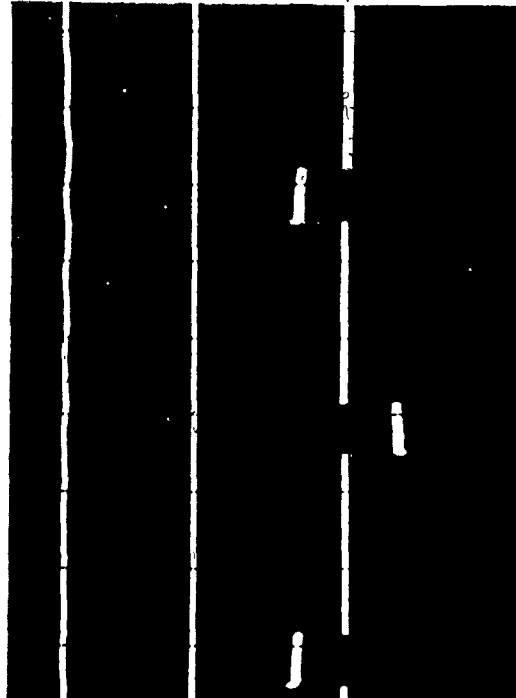
$i_s$   
20 A/div.

$e_{red}$   
50 V/div.

$i_{tp}$   
20 A/div.

$e_{ind}$   
50 V/div.

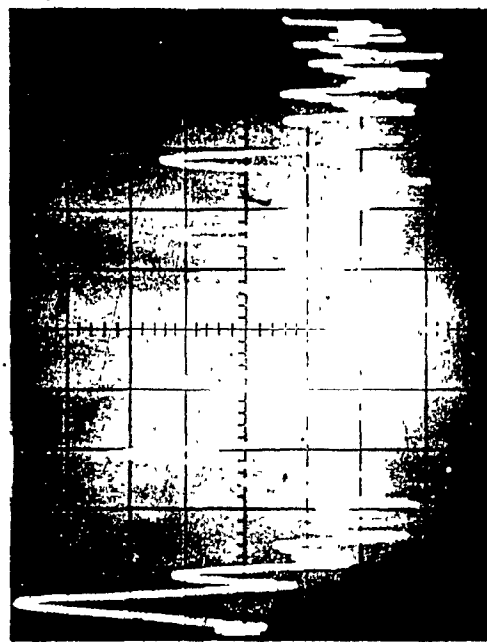
5 ms/div.



$i_d$   
20 A/div.

$i_{ts}$   
20 A/div.

2.78 ms/div.



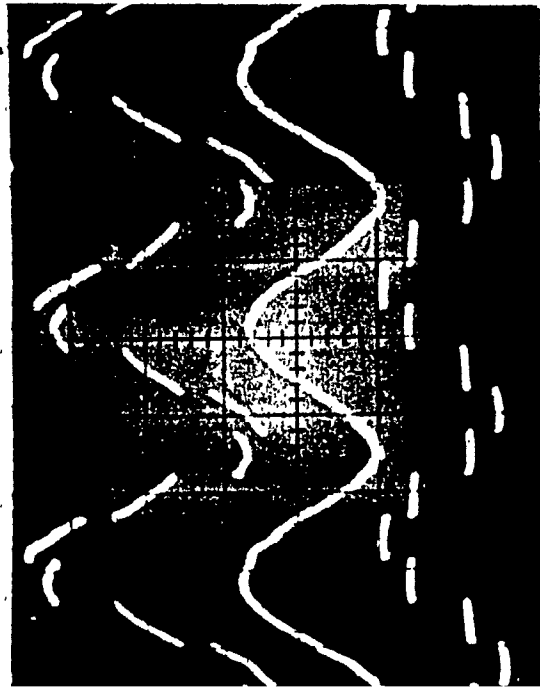
Spectre

2 ms/div

100 Hz/div.

FIG.4.13c: Conv. à 8 thy.  
n: 1575 t/min T: 11.6 N.m.  
Point B





5 ms/div.

$i_l$   
20 A/div.

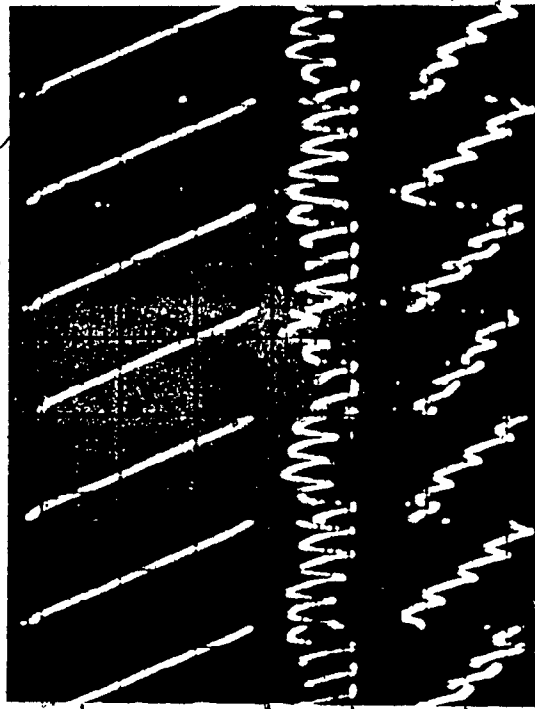
$e_d$   
50 V/div.

$i_s$   
20 A/div.

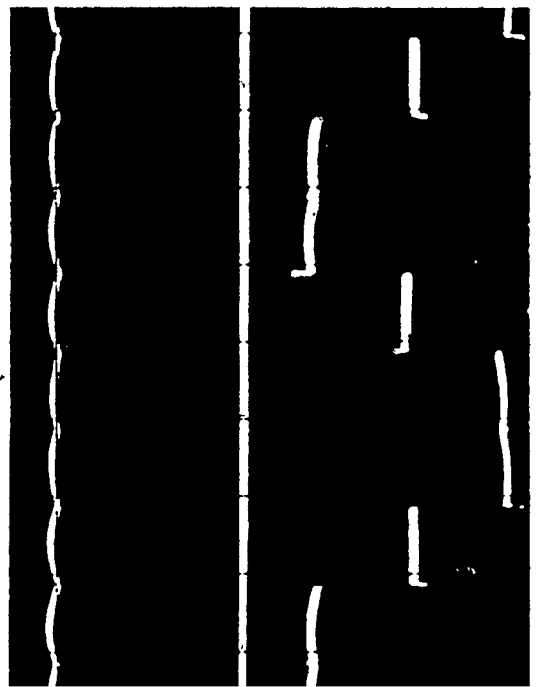
$e_{red}$   
50 V/div.

$i_{tp}$   
20 A/div.

$e_{ind.}$   
100 V/div.



2 ms/div

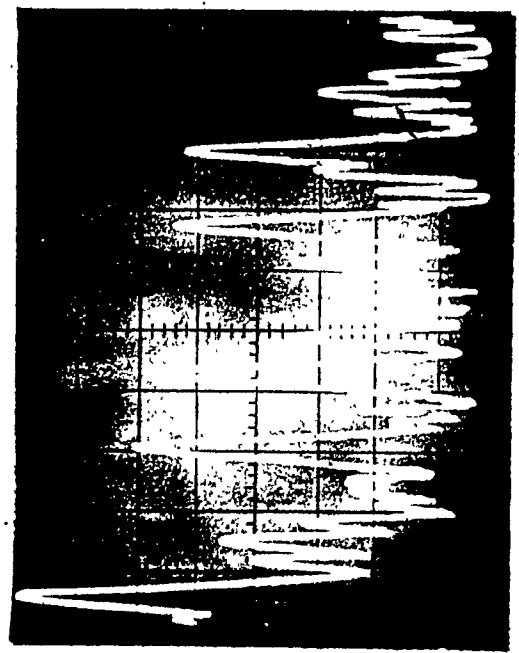


2.78 ms/div.

Spectre

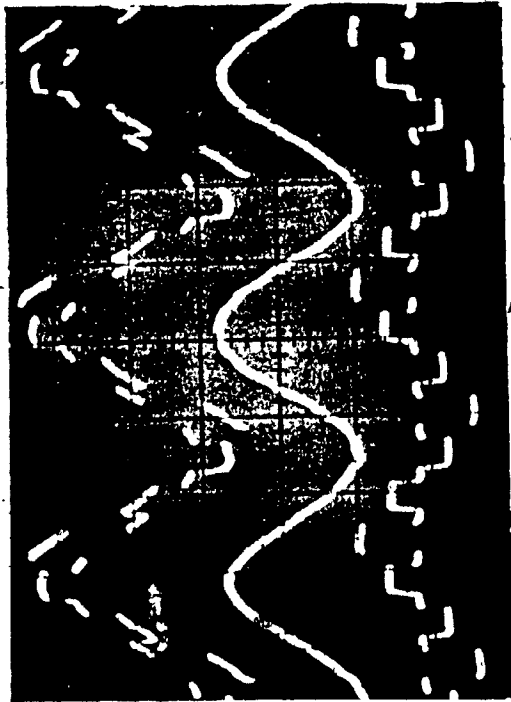
$i_d$   
10 A/div.

$i_{ts}$   
20 A/div.



100 Hz/div.

FIG. 4.14a: Conv. à 6 thy.  
n: 1350 t/min T: 16.4 N.m.  
Point C



$i_l$   
20 A/div.

$e_d$   
50 V/div.

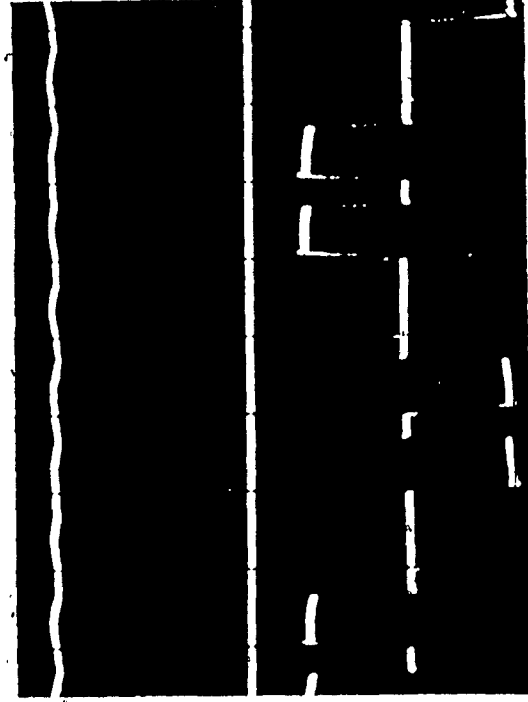
$i_s$   
20 A/div.

$e_{red}$   
50 V/div.

$i_{tp}$   
20 A/div.

$e_{ind}$   
50 V/div.

5 ms/div.



$i_d$   
10 A/div.

$i_{ts}$   
20 A/div.

2.78 ms/div.

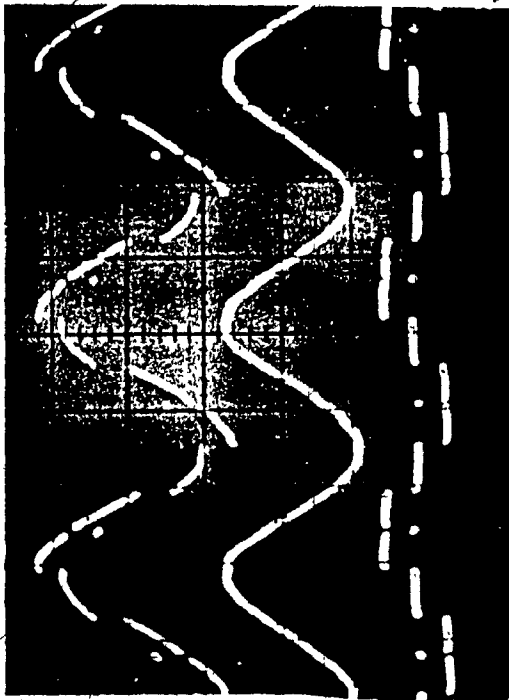


Spectre

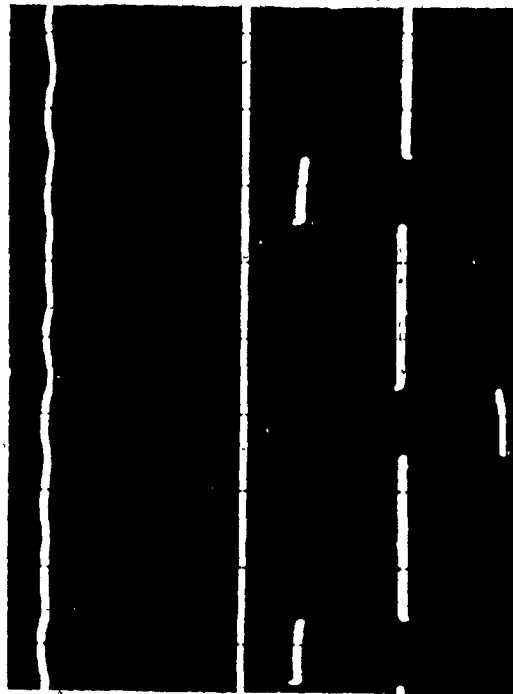
2 ms/div

100 Hz/div.

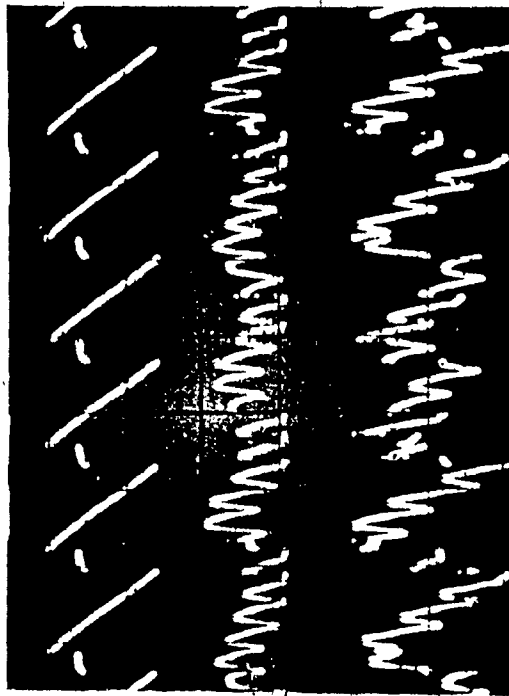
FIG. 4.14b: Conv. à 7 thy.  
n: 1350 t/min T: 16.4 N.m.  
Point C



5 ms/div.



2.78 ms/div.



2 ms/div

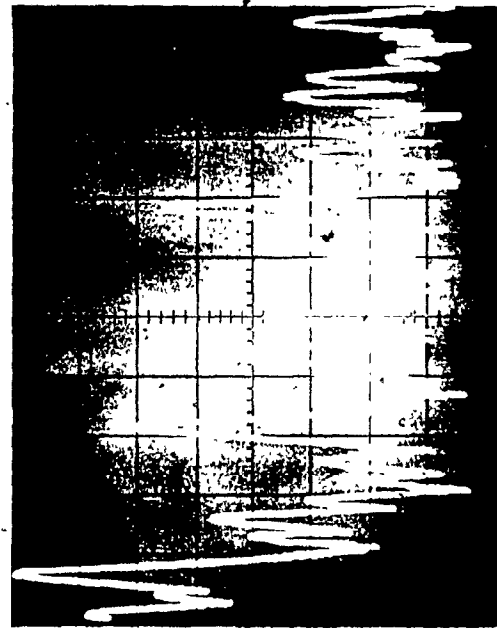
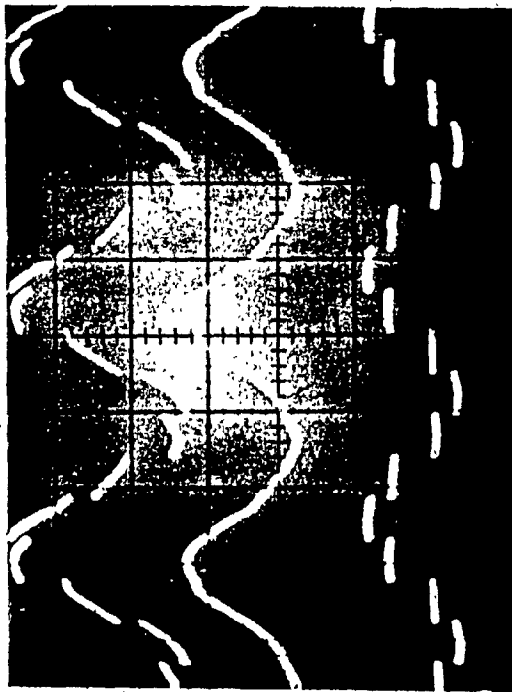


FIG.4.14c: Conv. à 8 thy.  
n: 1350 t/min I: 16.4 N.m.  
Point C



$i_1$   
20 A/div.

$i_s$   
20 A/div.

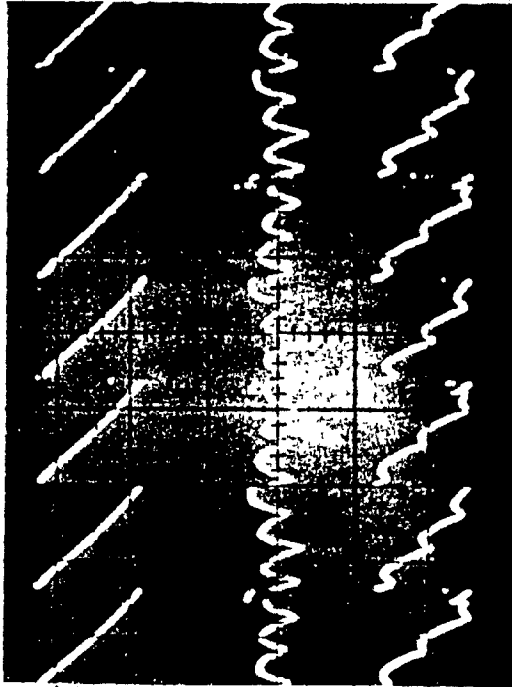
$i_{tp}$   
20 A/div.

$e_d$   
100 V/div.

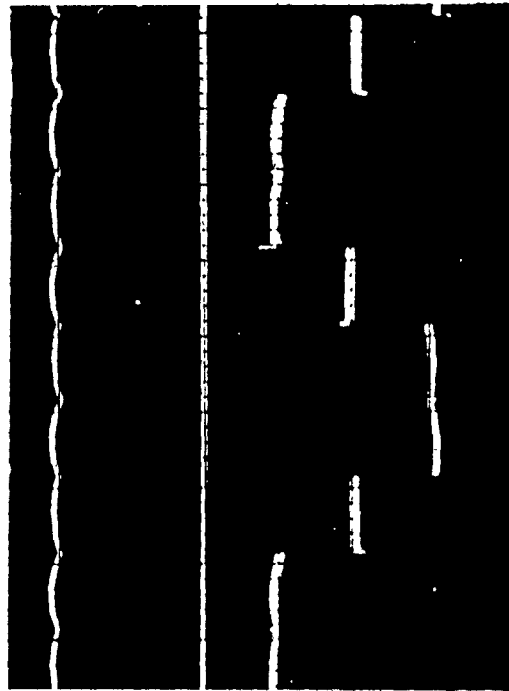
$e_{red}$   
50 V/div.

$e_{ind.}$   
100 V/div.

5 ms/div.



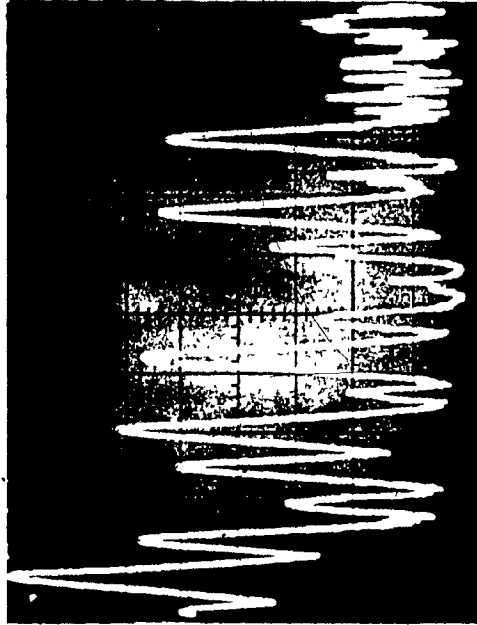
2 ms/div.



$i_d$   
10 A/div.

$i_{ts}$   
20 A/div.

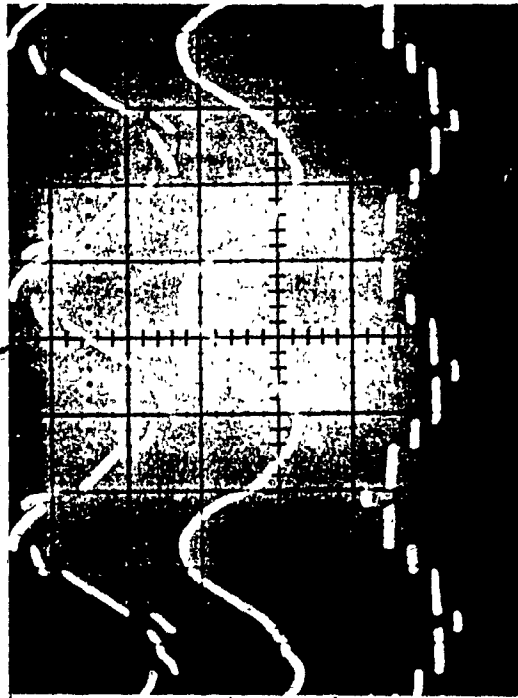
Spectre.



2.78 ms/div.

100 Hz/div.

FIG. 4.15a: Conv. à 6 thy.  
n: 900 t/min T: 43.3 N.m.  
Point D



$i_l$   
20 A/div.

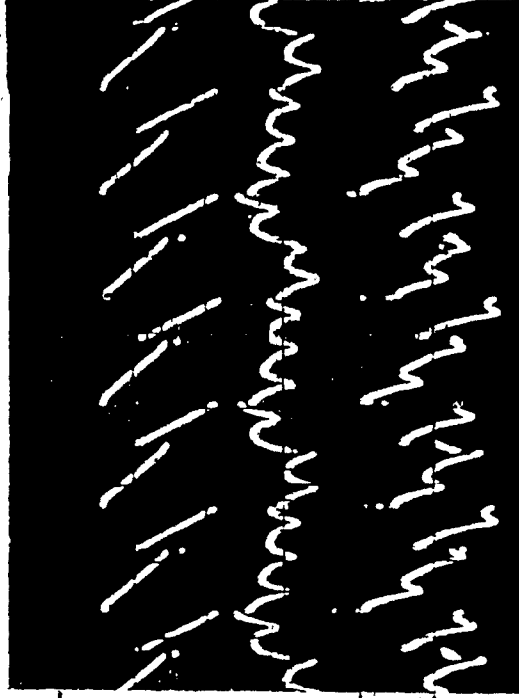
$i_s$   
20 A/div.

$i_{tp}$   
20 A/div.

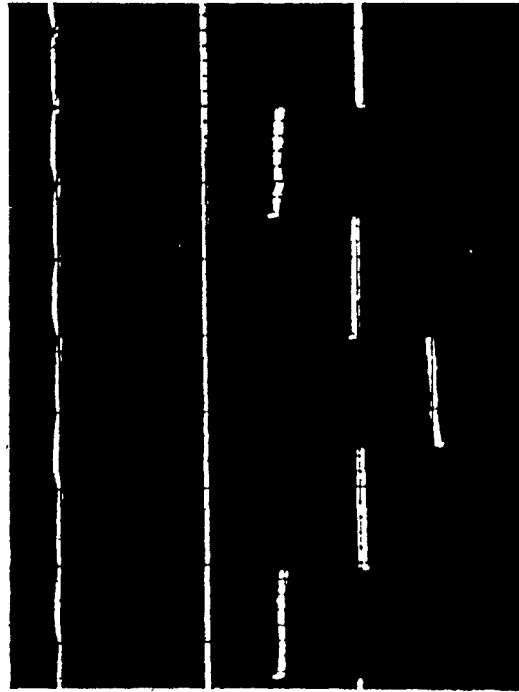
$e_d$   
50 V/div.

$e_{red}$   
50 V/div.

$e_{ind}$   
50 V/div.

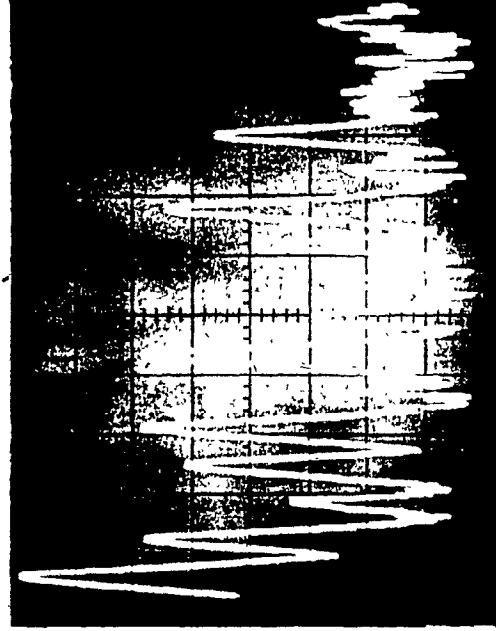


5 ms/div.



$i_d$   
10 A/div.

$i_{ts}$   
20 A/div.

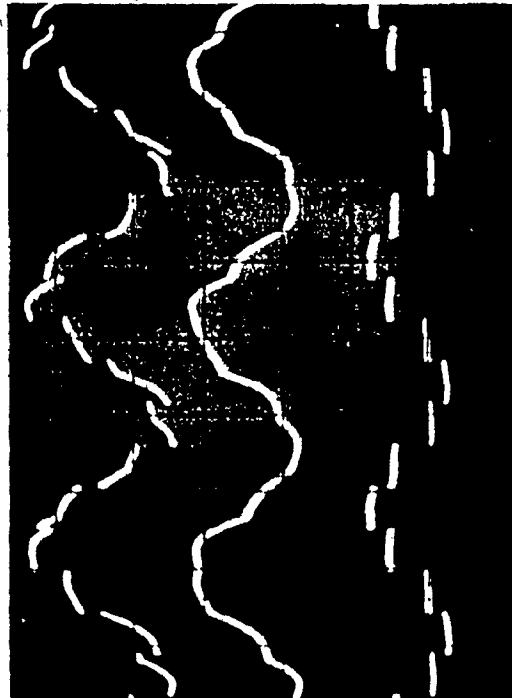


Spectre

2.78 ms/div.

100 Hz/div.

FIG. 4.15L: Conv. à 8 thy.  
n: 900 t/min T: 13.3 N.m.  
Point D

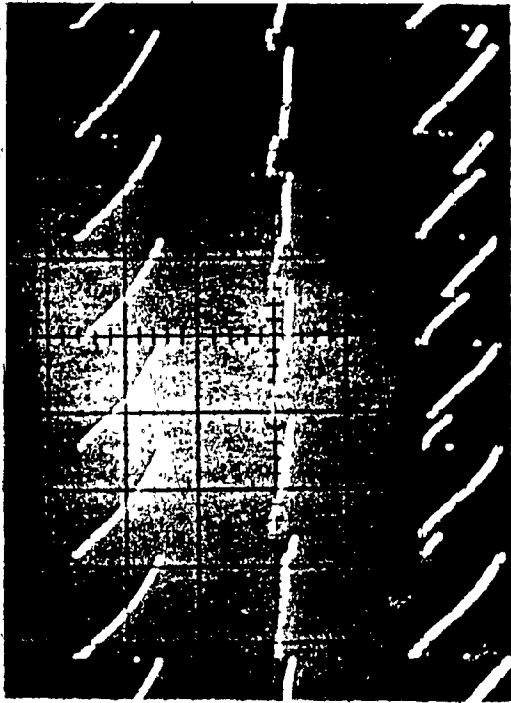


$i_l$   
20 A/div.

$i_{s'}$   
20 A/div.

$i_{tp}$   
20 A/div.

5 ms/div.

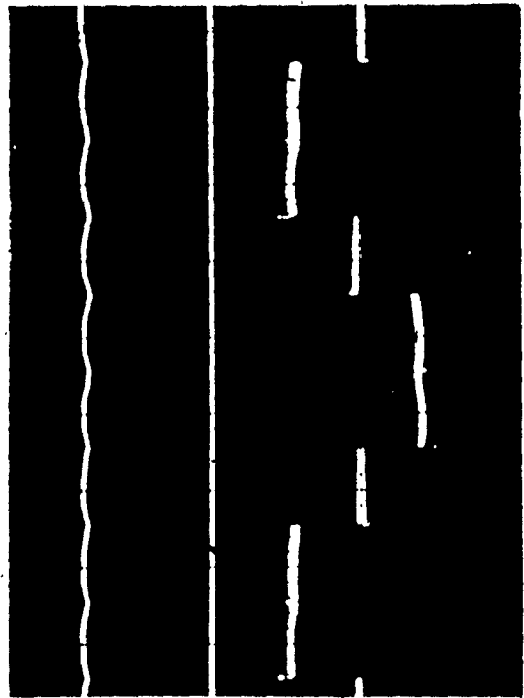


$e_d$   
100 V/div.

$e_{red}$   
100 V/div.

$e_{ind.}$   
100 V/div.

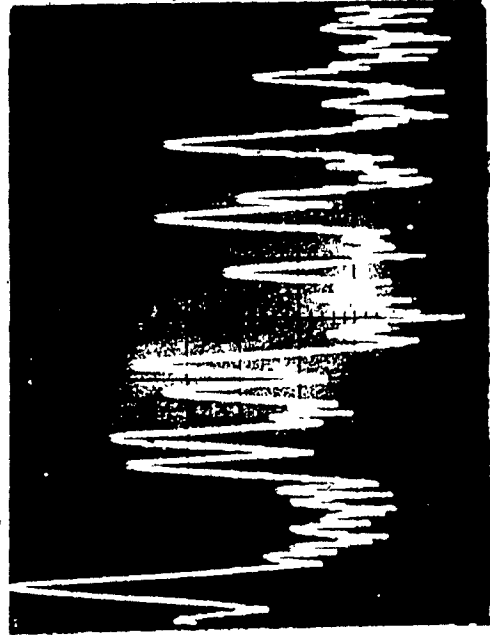
2 ms/div.



$i_d$   
20 A/div.

$i_{ts}$   
20 A/div.

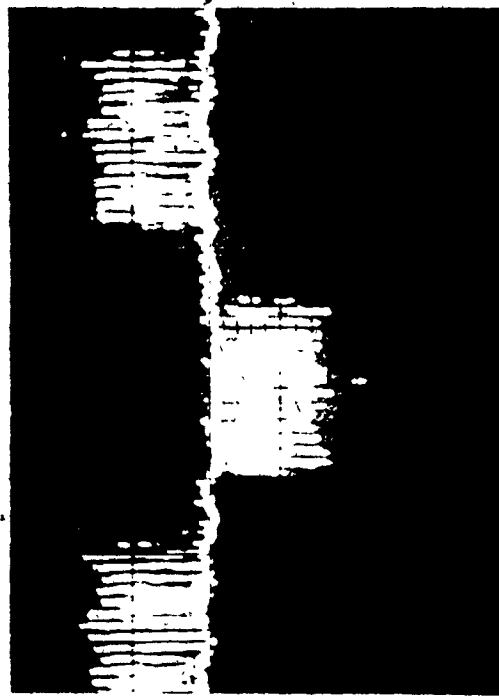
2.78 ms/div.



Spectre

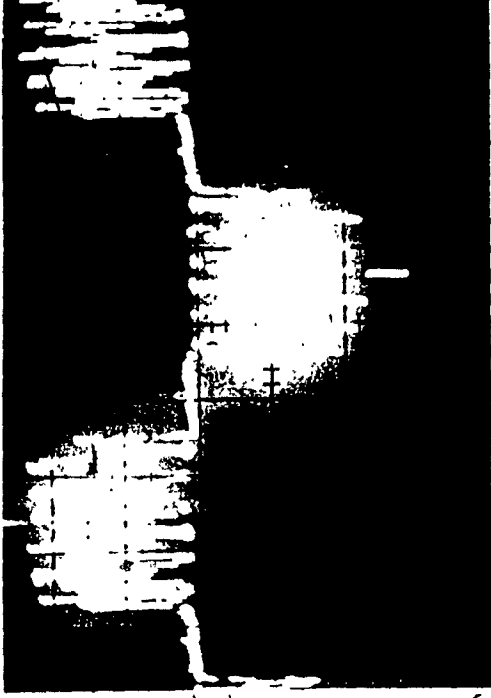
100 Hz/div.

FIG. 4.16 : Conv. à 6 thy.  
n: 225 t/min T: 10.3 N.m.  
Point E



20 ms/div.

Points A et B      Point C  
20 V/div.      20 V/div.  
1575 t/min      1350 t/min

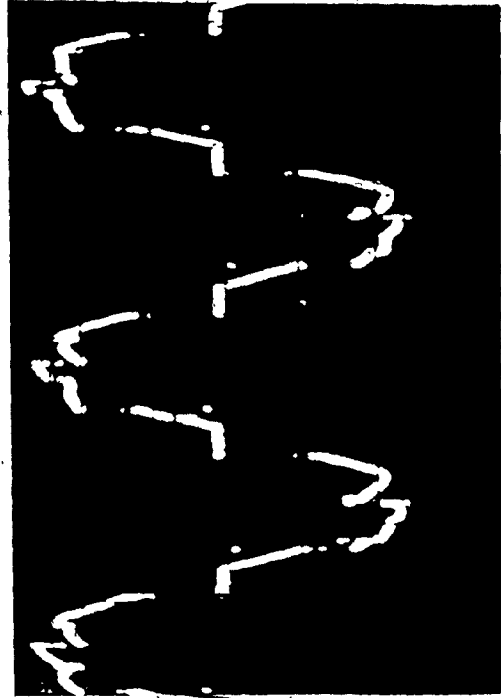


10 ms/div.



5 ms/div.

Point D      Point E  
50 V/div.      50 V/div.  
900 t/min      225 t/min



5 ms/div

FIG.4.17: Tensions rotatoires

Plusieurs constatations découlent de l'examen de ces photographies.

- 1: L'allure de la tension  $e_d$ , des courants  $i_d$ ,  $i_{tp}$  et  $i_{ts}$  correspondent à celles décrites au premier chapitre. De plus, sur certaines photographies, les angles d'empiètement sont clairement visibles.
- 2: Les angles de sécurité pour les ponts à 7 et à 8 thyristors, en mode onduleur, apparaissent, entre autres, sur les figures 4.13 et 4.14.
- 3: L'effet bénéfique des thyristors auxiliaires sur le ronflement du courant continu est très facilement visible. Les traces confirment les résultats théoriques: c'est-à-dire une diminution considérable du ronflement et la possibilité de réduire de façon appréciable l'inductance avec le pont à 8 thyristors.
- 4: Sauf pour des basses vitesses, les courants statoriques sont presque sinusoïdaux. Les harmoniques des courants rotoriques sont filtrées par la machine. Les pertes additionnelles ne se retrouvent donc que du côté rotorique et le circuit équivalent de la figure 4.3 est, par le fait même, justifié.
- 5: Les tensions rotoriques ne sont vraiment pas sinusoïdales comme prévu par le modèle classique de la machine. Sur plusieurs photographies, on peut même distinguer la contribution des enroulements individuels à la tension totale. De plus, le phénomène d'empiètement a des durées très grandes, de l'ordre de 50 à 60 degrés.
- 6: Les courants à l'entrée de l'entraînement qui sont la somme des courants statoriques et des courants provenant de l'onduleur, semblent très distortionnés. De prime abord, il est difficile de



déterminer lequel des trois convertisseurs produit le courant le plus acceptable. La dernière photographie de chaque série permet de répondre à cette question. L'amplitude des principales harmoniques obtenue à partir de ces photographies a été normalisée par rapport à la fondamentale du courant produite par le convertisseur à six thyristors et apparaît au tableau 4.2. Ce tableau démontre incontestablement la supériorité du convertisseur à 8 thyristors. Le résultat qui est vraiment surprenant, est le fait que le convertisseur à 7 thyristors produit globalement plus d'harmoniques que le convertisseur classique. On remarque aussi, à basses vitesses, la présence inexplicable d'harmoniques d'ordre deux.

- 7: Le premier point illustré montre une opération en mode redresseur. En effet, lorsque la vitesse d'opération s'approche de la vitesse synchrone, la puissance soutirée du rotor n'est pas suffisante pour compenser les pertes dans les semiconducteurs, l'inductance et les transformateurs forçant le convertisseur à travailler en redresseur. Dans le cas extrême où l'énergie perdue dans les deux ponts, l'inductance et les transformateurs est entièrement fournie par le réseau, le rotor se trouve littéralement court-circuité et la machine se comporte comme une machine à cage. De plus, dans ce dernier cas, la commande doit fonctionner en limite de courant, car le convertisseur est, lui aussi, en court-circuit.

CONVER- TISSEUR	VITESSE t/min	COUPLE Nm	1.ère 60 Hz	5.ème 300 Hz	7.ème 420 Hz	11.ème 660 Hz	13.ème 780 Hz
6	1575	17.0	0 dB	-19	-23	-26	-28
7	1575	17.0	-2.2	-13	-17	-24	-28
8	1575	17.0	-3.1	-20	-23	-34	<-40
6	1575	11.6	0 dB	-21	-25	-27	-29
7	1575	11.6	-1.5	-14	-18	<-40	-27
8	1575	11.6	-2.3	-20	-29	-29	-28
6	1350	16.4	0 dB	-20	-24	-27	-29
7	1350	16.4	-1.1	-15	-24	-23	-23
8	1350	16.4	-2.4	-22	-26	-27	<-40
6 - 7 8	900	13.3	0 dB	-20	-24	-27	-29
	900	13.3	-1.1	-24	-25	-28	-33
6 - 7 - 8	225	10.3	0 dB	-18	-23	-26	-28

Tableau 4.2

Amplitude des harmoniques des courants  $I_1$

Le tableau 4.3 rassemble les valeurs de plusieurs variables pour les cinq points d'opération. Ce tableau et les figures 4.18 à 4.22 permettent de mettre en évidence les avantages obtenus par l'emploi du convertisseur à 8 thyristors dans l'entraînement de Scherbius. Il ressort de ces figures que le facteur de puissance, la puissance réactive et les courants de ligne sont les variables qui bénéficient le plus de l'addition des thyristors auxiliaires.

Pour le point A, le facteur de puissance passe de 52% pour le convertisseur à 6 thyristors à 65% pour celui à 7 thyristors et à 71% pour le convertisseur à 8 thyristors. A 1350 t/min (point C), le gain est de 14% pour le convertisseur à 8 thyristors et 7% pour celui à 7 thyristors. Même avec le pont à 8 thyristors, il existe un écart assez grand entre le facteur de puissance maximal de l'entraînement et le facteur de puissance de la machine seule qui est dans le meilleur des cas 82% (figure 4.6). Cet écart dépend en majeure partie des courants de magnétisation des transformateurs et, en second lieu, de la présence du pont de diodes. Dans un montage avec le convertisseur à 8 thyristors où les transformateurs pourraient être éliminés et pour des vitesses proches de la vitesse synchrone, le facteur de puissance serait sensiblement égal à celui de la machine seule. Dans les mêmes conditions, pour le pont classique, le facteur de puissance serait d'environ 50%. Quant au facteur de déplacement qui est, rappelons-le, celui sur lequel est partiellement basée la facture énergétique, il est, de façon générale, 2% plus élevé que le facteur de puissance et suit la même allure générale.

	Conv.	Pt. A	Pt. B	Pt. C	Pt. D	Pt. E
F.P. %	6	52	49	49	38	22
	7	65	58	56	38	22
	8	71	62	63	43	22
cos $\phi$ %	6	54	50	51	39	23
	7	68	60	58	39	23
	8	73	64	64	45	23
$Q_t$ vars	6	6500	4750	6400	5300	4000
	7	4250	3450	4950	5300	4000
	8	3650	3000	4150	4450	4000
$I_L$ A	6	22.7	15.5	20.9	16.3	12.2
	7	17.5	12.9	17.8	16.3	12.2
	8	16.0	11.6	15.6	14.0	12.0
$\eta$ %	6	66.3	72.1	63.8	56.0	25.0
	7	67.2	73.3	65.4	56.0	25.0
	8	69.5	75.0	66.6	58.0	25.0
$E_{ind}$ V	6	43	43	43	39	32
	7	15	19	26	39	32
	8	14	15	21	23	32
Vitesse t/min		1575	1575	1350	900	225
Couple N.m		17.0	11.6	16.4	13.3	10.3

Tableau 4.3 : Valeurs de diverses variables pour les cinq points d'opération choisis.

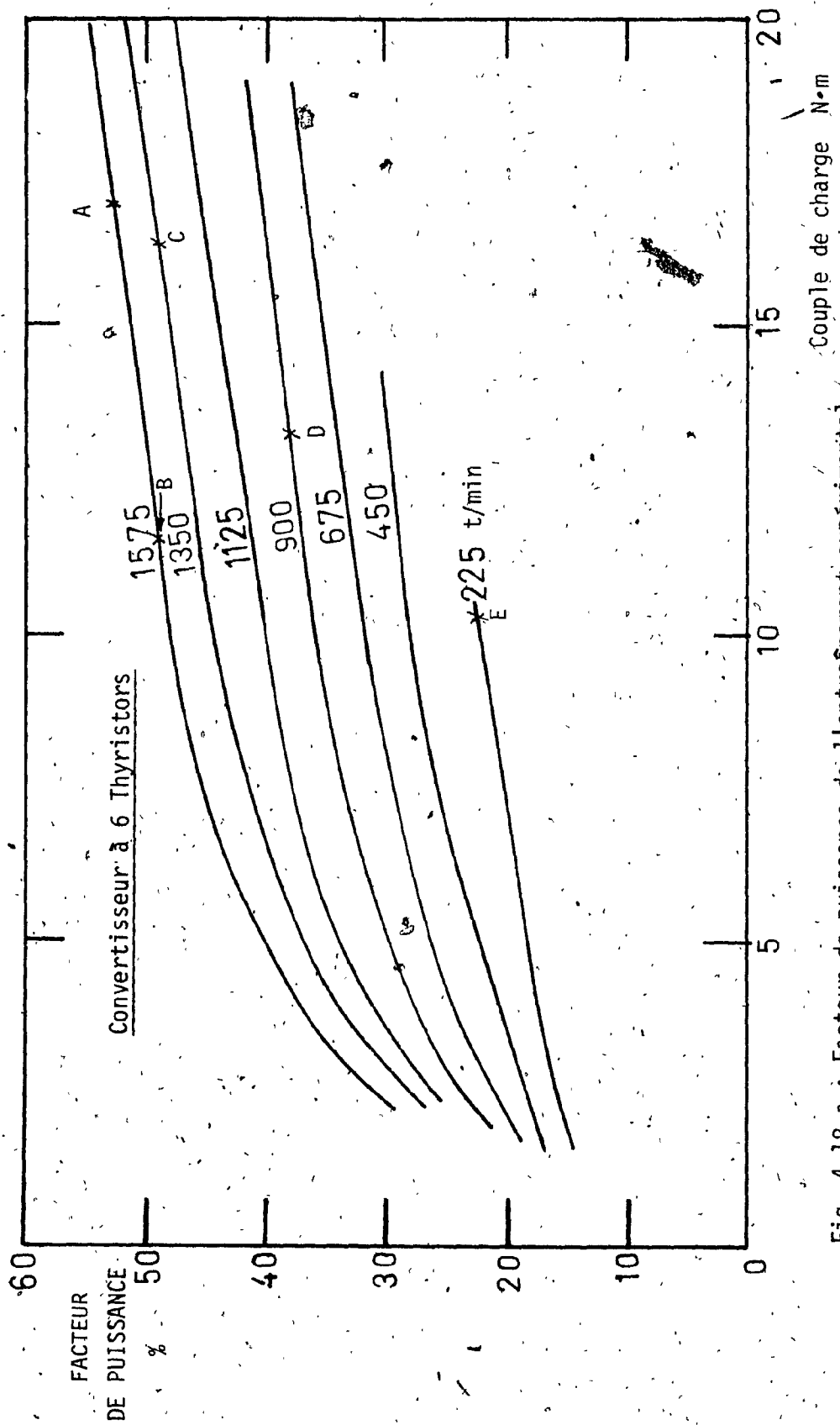


Fig. 4.18 a : Facteur de puissance de l'entraînement expérimental  
(Convertisseur à 6 thyristors)

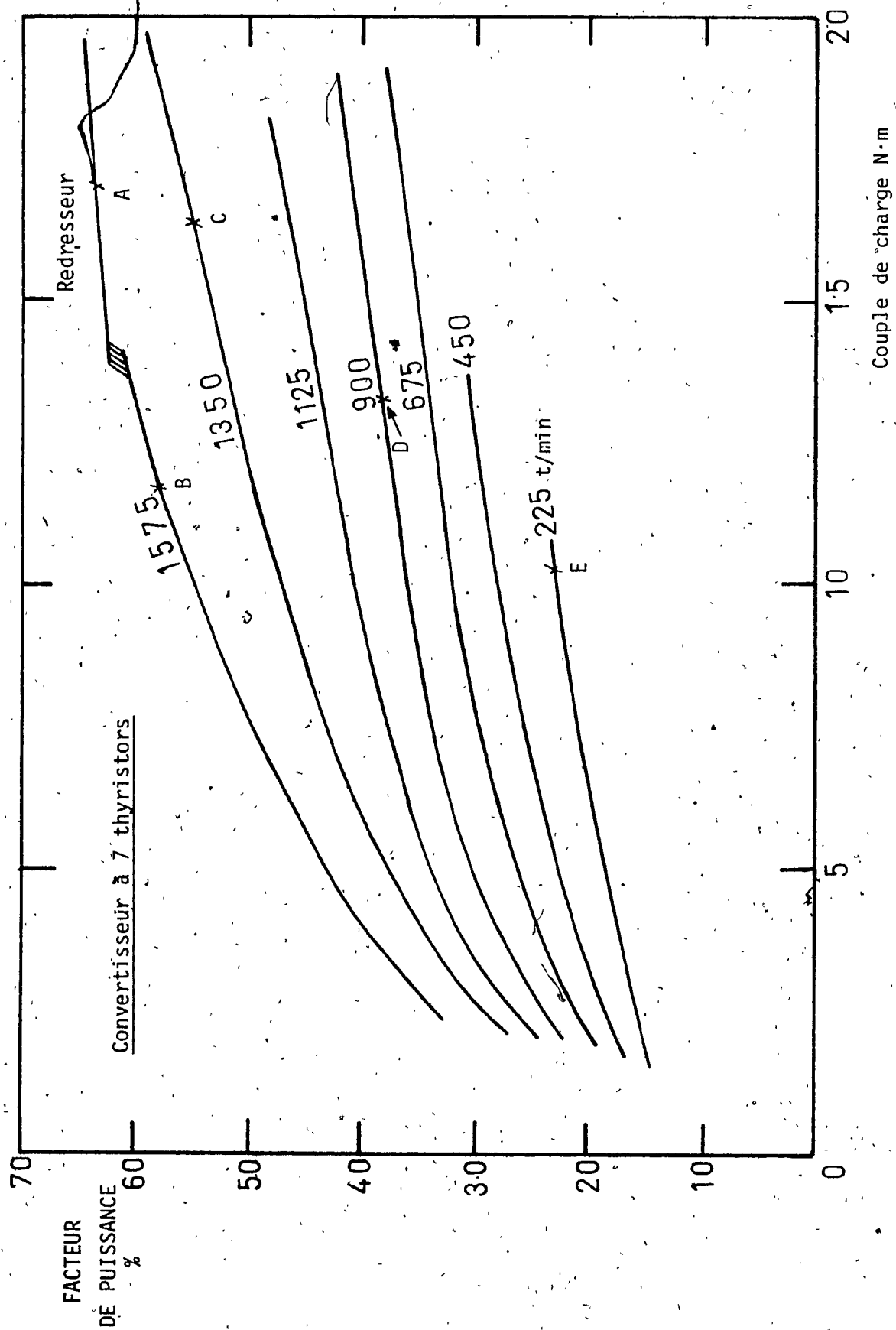


Fig. 4.18 b : Facteur de puissance (Convertisseur à 7 thyristors)

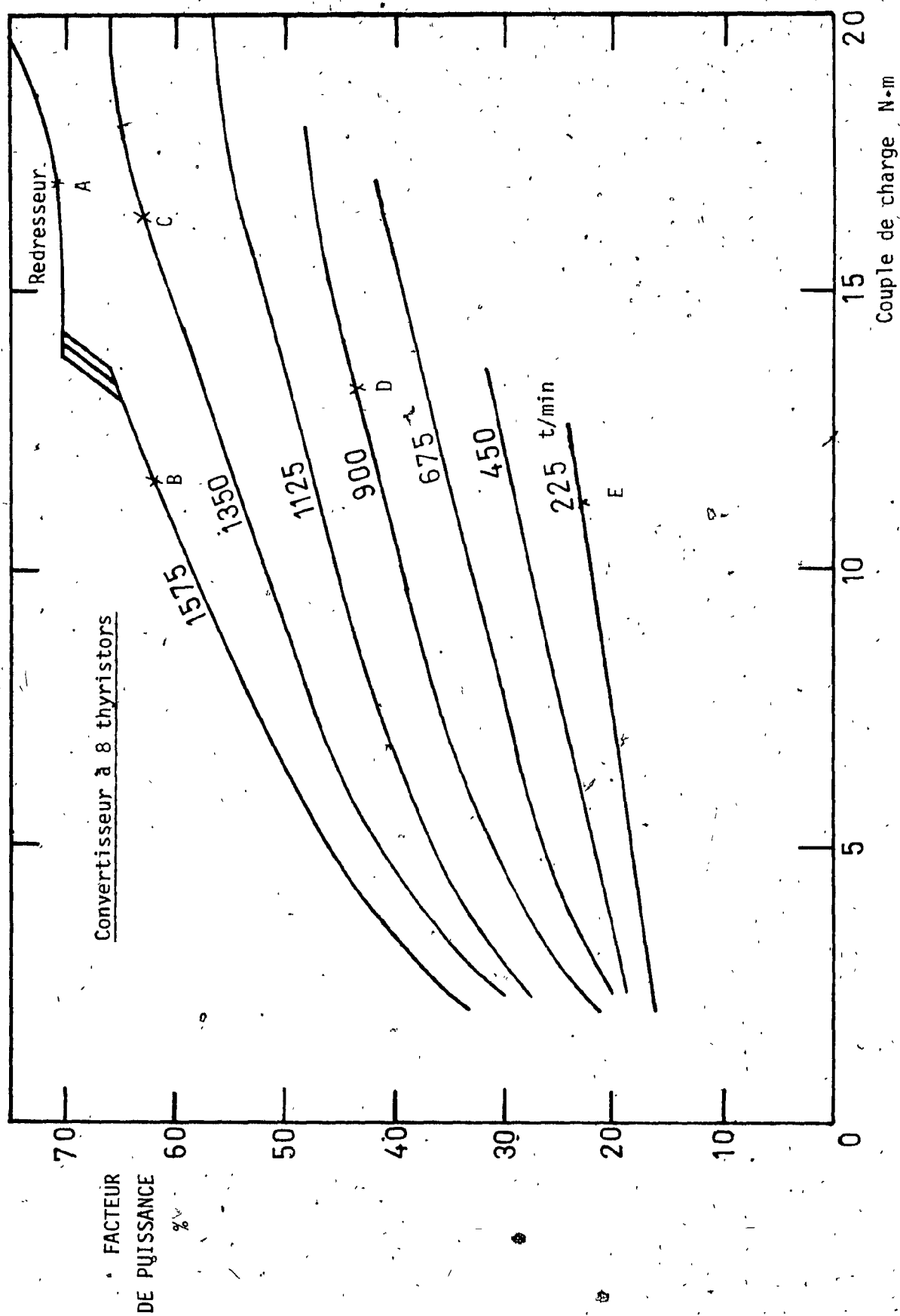


Figure 4.18.c : Facteur de puissance ( Convertisseur à 8 thyristors ).

Les courbes de la figure 4.19 montrent la consommation de puissance réactive pour les trois convertisseurs. On remarque que dans le cas du pont classique,  $Q_t$  est, grosso modo, indépendante de la vitesse et fonction seulement du couple de charge. Pour des vitesses supérieures à 1100 t/min, le convertisseur à 7 thyristors permet une diminution marquée de la puissance réactive. Cette baisse est encore plus spectaculaire pour le convertisseur à 8 thyristors où la puissance réactive maximale est consommée à 225 t/min et décroît continuellement avec l'augmentation de la vitesse. Le convertisseur à 8 thyristors permet donc une diminution importante de la banque de condensateurs nécessaire pour ramener le facteur de puissance à une valeur acceptable. Ainsi, pour le point A, les condensateurs nécessaires pour ramener le facteur de puissance à l'unité sont respectivement de 3,7, 4,3 et 6,5 kvars pour les convertisseurs à 8, 7 et 6 thyristors.

Les courants de ligne à l'entrée de l'entraînement confirment les résultats précédents. Ainsi, pour des vitesses supérieures à 1200 t/min, une réduction d'environ 25% est obtenue avec le pont à 8 thyristors et de 15% avec le pont à 7 thyristors. Dans le cas du convertisseur à 6 thyristors, les courants sont minimaux à 225 t/min et augmentent avec la vitesse et la charge. Par contre, dans le cas du pont à 8 thyristors, les courants sont maximaux à 225 t/min et diminuent avec l'augmentation de la vitesse. On se retrouve alors dans les conditions absurdes suivantes: à savoir que pour un couple donné, les courants diminuent avec l'augmentation de la puissance mécanique fournie! Le cas du pont à 7 thyristors est intermédiaire aux deux autres.



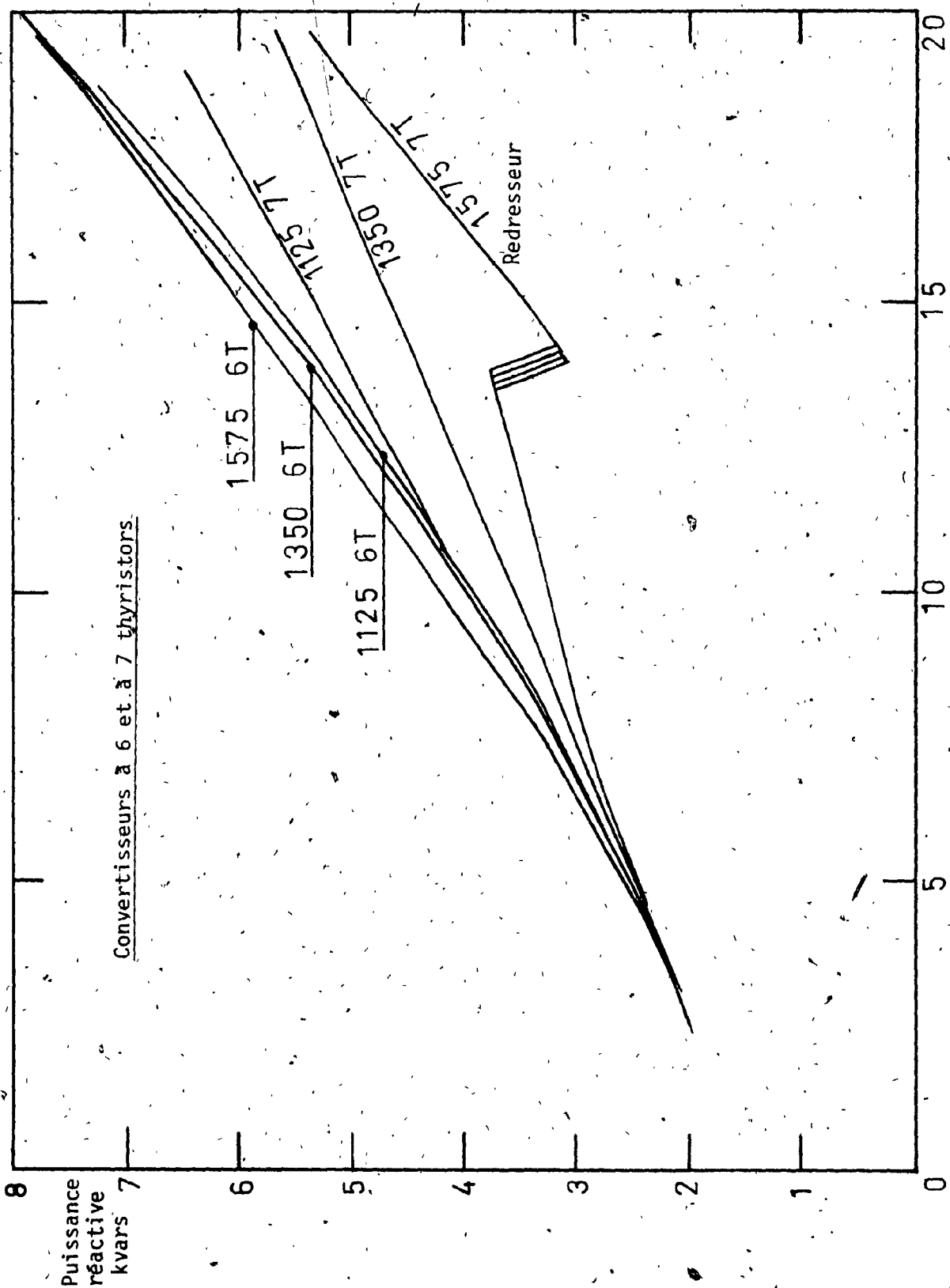


Figure 4.19 a : Puissance réactive consommée par l'entraînement expérimental

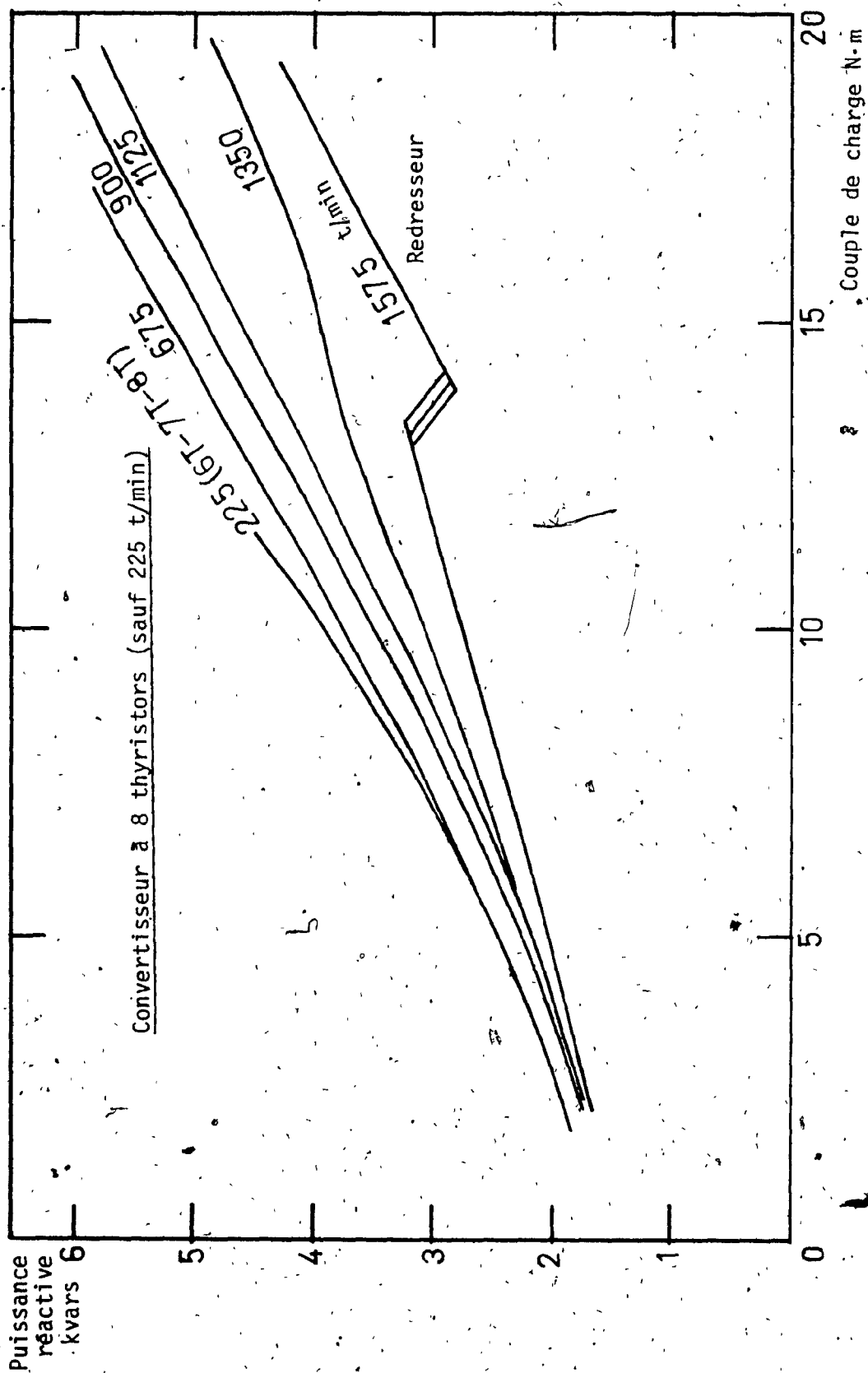


Figure 4.19 b : Puissance réactive ( convertisseur à 8 thyristors )

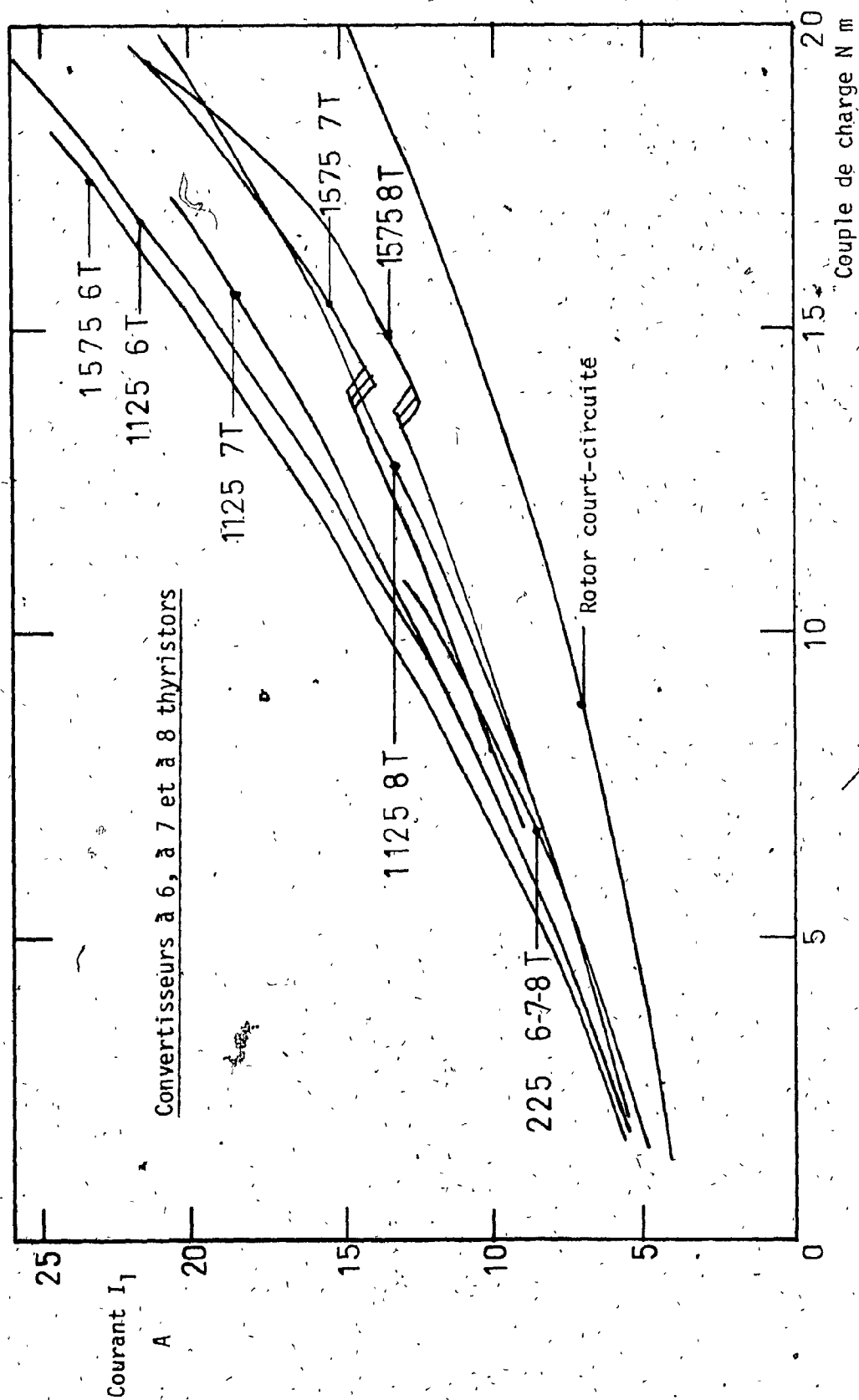


Figure 4.20 : Courant de ligne pour l'entraînement expérimental

Le rendement global de l'entraînement apparaît à la figure 4.21 pour le convertisseur à 8 thyristors. Le rendement atteint 76% à des vitesses de 1575 t/min. A prime[ab]ord, cette valeur peut apparaître faible. Cependant, il est important de remarquer que le rendement maximal de la machine seule est de 83%. La différence entre ces deux chiffres s'explique par les pertes additionnelles dans les semiconducteurs et la bobine de lissage. Le tableau 4.3 indique les zones où les convertisseurs diffèrent les uns des autres, le rendement obtenu avec le convertisseur à 8 thyristors est supérieur de 3% à celui obtenu avec le pont classique et de 1% par rapport à celui à 7 thyristors. Cet écart entre le convertisseur classique et les ponts modifiés est principalement causé par les pertes supplémentaires dans les transformateurs. De plus, l'ondulation résiduelle du courant continu qui est plus grande dans le cas du convertisseur à 7 thyristors que dans le cas de celui à 8 thyristors, est à l'origine de la différence entre les ponts modifiés.

Le rendement et le facteur de puissance maximal atteints au laboratoire peuvent sembler faibles. Il ne faut cependant pas perdre de vue que pour des installations industrielles de grande envergure, le facteur de puissance et le rendement de la machine seraient très supérieurs aux caractéristiques de la petite machine employée dans l'entraînement expérimental et les résultats obtenus modifiés proportionnellement.

Finalement, la figure 4.22 montre la tension efficace mesurée aux bornes de l'inductance. Cette tension a été obtenue à l'aide d'un volt-mètre numérique et ne tient donc pas compte de la composante continue.

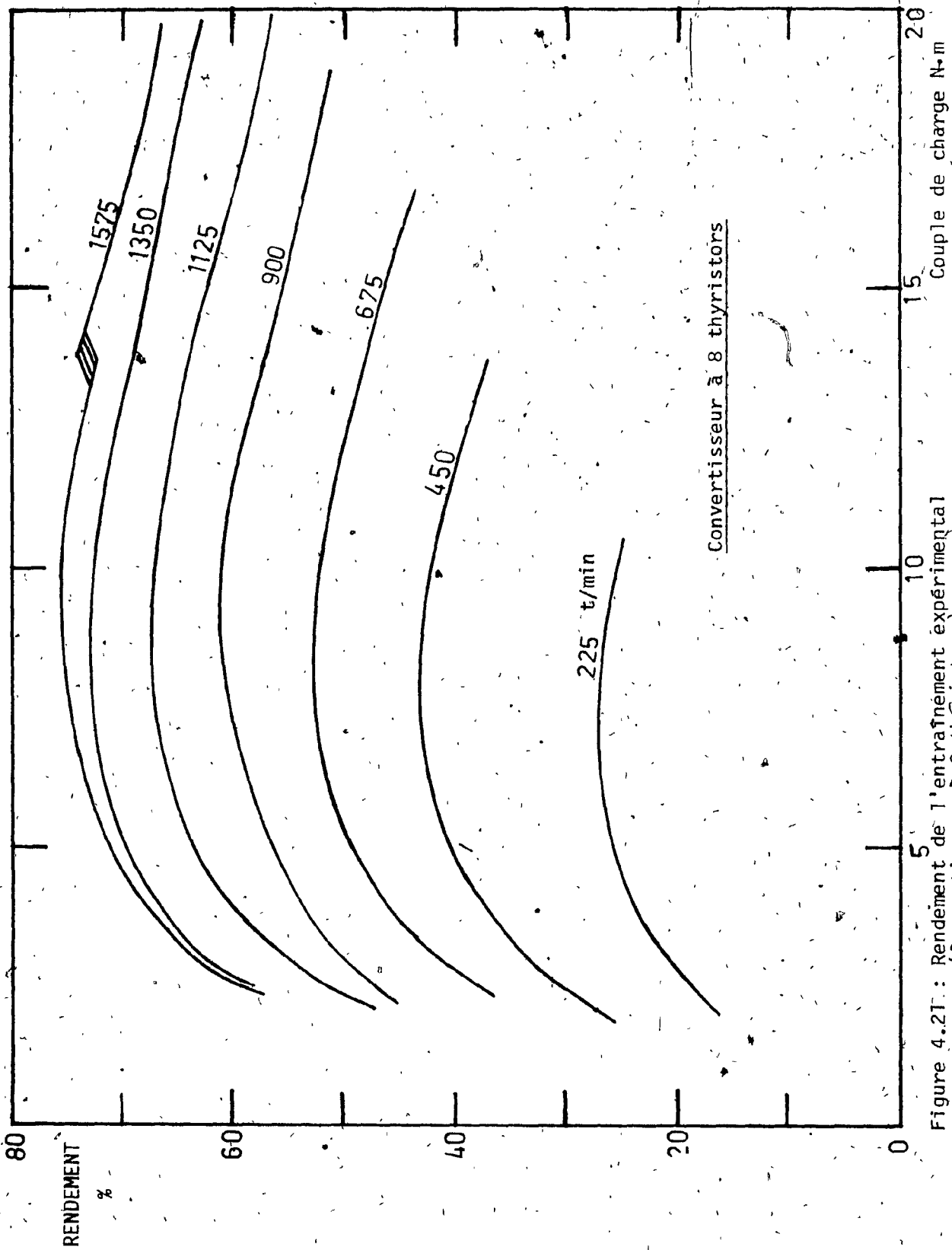


Figure 4.21: Rendement de l'entraînement expérimental (Convertisseur à 8 thyristors)

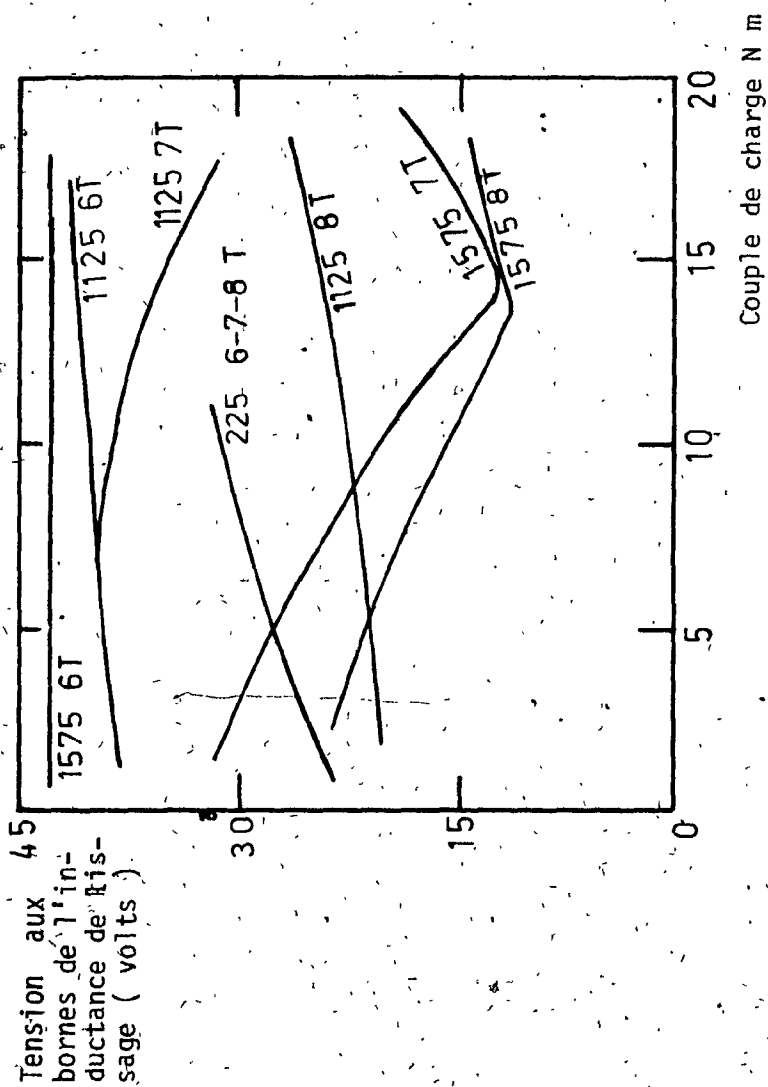


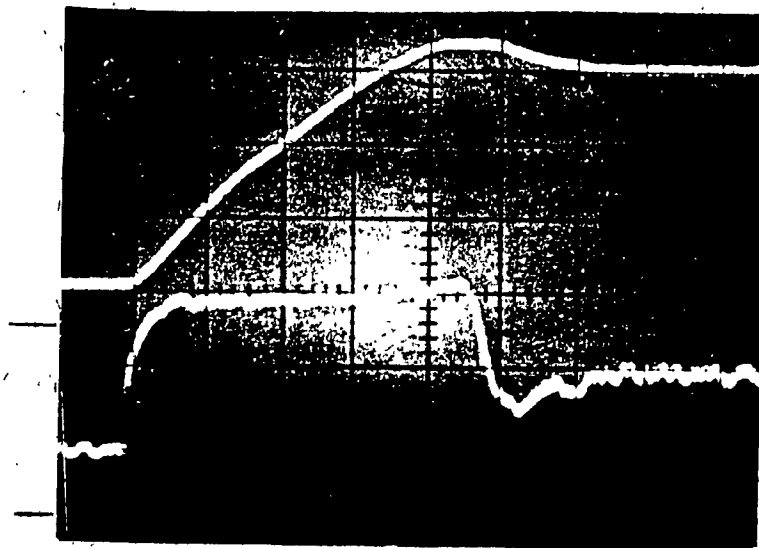
Figure 4.22 : Tension efficace aux bornes de l'inductance de lissage

Quoique le lien entre la tension aux bornes de la bobine et l'ondulation résiduelle du courant qui la traverse est quantitativement difficile à établir, ces courbes confirment néanmoins les résultats de la section 1.9. Il appert donc qu'une économie substantielle quant à la valeur de l'inductance ainsi qu'à son coût, son poids et son volume, est réalisable grâce à l'emploi du convertisseur à 8 thyristors.

#### 4.5.3 Résultats expérimentaux: régime transitoire

Les photographies de la figure 4.23 illustrent le comportement dynamique de l'entraînement. La trace supérieure correspond à la vitesse (450 t/min/div.) et la trace inférieure au courant  $i_d$  (10A/div.). Les deux premières photographies montrent l'effet de gain intégral sur la réponse. En variant ce gain, il est possible d'obtenir des réponses sous-amorties (photographie a) ou sur-amorties (photographie b) ou même instables. Durant la période d'accélération, puisque le courant est limité à une valeur fixée, dans les cas illustrés, à 30 A, le couple est à toutes fins pratiques, constant. Dès que la vitesse est suffisamment élevée, il y a passage de source de courant à source de tension et le courant  $i_d$  ainsi que la vitesse prennent alors leur valeur finale. L'algorithme implémenté permet de réaliser ce passage sans changements brusques et en douceur. La troisième photographie illustre un démarrage avec une réponse critiquement amortie. Le courant est de 30 A durant la période d'accélération et retombe aussitôt à 21 A dès que la machine a atteint sa vitesse de consigne.

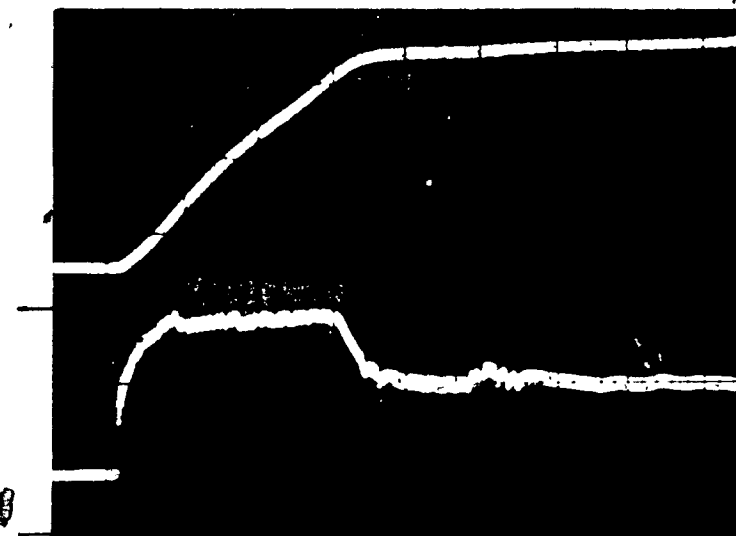
La quatrième photographie représente le cas où le point d'opération désiré constitue une surcharge de l'entraînement. La machine ac-



$n$   $n_i$ : 225 t/min  
 $T_i$ : 5 Nm  
 450 t/min/div.  $n_f$ : 1575 t/min  
 $T_f$ : 12.5 Nm

$id$   $K_p$ : 7F (127)  
 $K_i$ : 10 (16)  
 10 A/div.

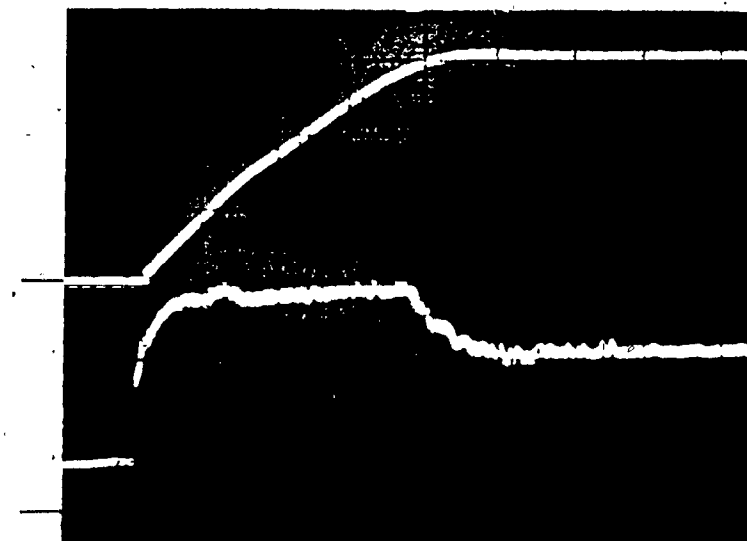
Horizontal: 1 s/div.



$n$   $n_i$ : 225 t/min  
 $T_i$ : 5 Nm  
 450 t/min/div.  $n_f$ : 1575 t/min  
 $T_f$ : 12.5 Nm

$id$   $K_p$ : 7F (127)  
 $K_i$ : 5 (5)  
 10 A/div.

Horizontal: 1 s/div.



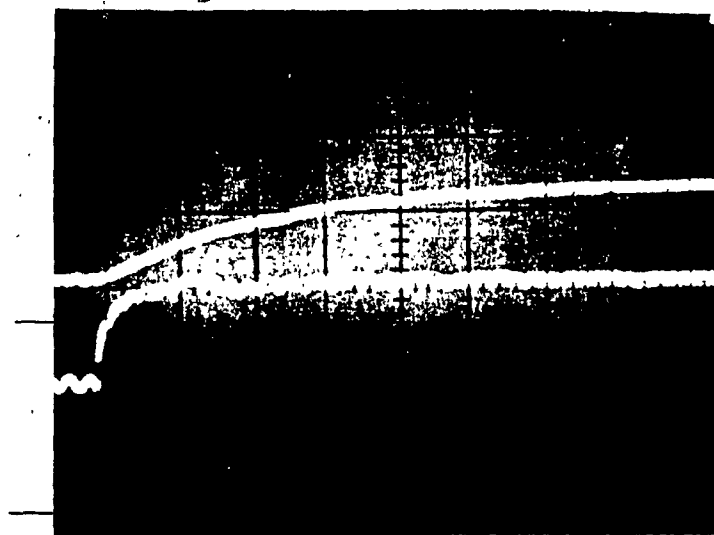
$n$   $n_i$ : 0  
 $T_i$ : 0  
 450 t/min/div.  $n_f$ : 1575 t/min  
 $T_f$ : 12.5 Nm

$id$   $K_p$ : 7F (127)  
 $K_i$ : 10 (16)  
 10 A/div.

Horizontal: 1 s/div.

Figure 4.23: Réponse transitoire de l'entraînement



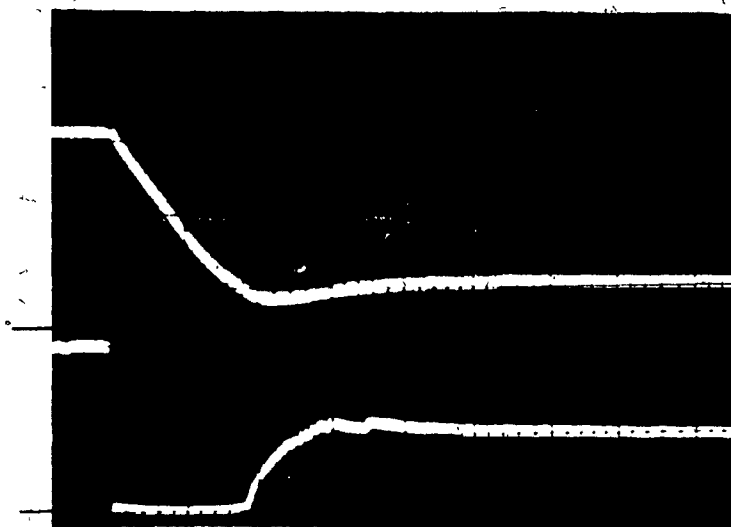


$n_i$ : 225 t/min  
 $T_i$ : 11.5 Nm  
 $n_f$ : 795 t/min  
 désirée: 1575 t/min  
 $T_f$ : 18 Nm  
 $K_p$ : 7F (127)  
 $K_i$ : 10 (16)

$n$   
 450 t/min/div.

$i_d$   
 10 A/div.

Horizontal: 1 s/div.



$n_i$ : 1125 t/min  
 $T_i$ : 14.0 Nm  
 $n_f$ : 225 t/min  
 $T_f$ : 6.5 Nm  
 $K_p$ : 7F (127)  
 $K_i$ : 10 (16)

$n$   
 450 t/min/div.

$i_d$   
 10 A/div.

Horizontal: 1 s/div.

Figure 4.23: Réponse transitoire de l'entraînement expérimental

célère comme dans les cas précédents à courant constant mais demeure dans ce mode de fonctionnement. La vitesse de consigne n'est jamais atteinte. Finalement, la dernière photographie illustre une diminution de la charge à l'axe de la machine. Le courant tombe instantanément à zéro dès l'apparition de la nouvelle consigne. La machine est ralentie par son couple de charge et, aussitôt que la vitesse est suffisamment diminuée, le courant recommence à circuler dans le lien c.c.

A la seule condition que le courant soit limité à la même valeur, les réponses transitoires de la figure 4.23 qui ont été obtenues avec le convertisseur à 8 thyristors, sont identiques à celles réalisables avec l'entraînement doté du pont à 6 ou du pont à 7 thyristors. De fait, c'est l'amplitude maximale permmissible du courant  $i_d$  qui règle la réponse de la machine; plus ce courant est élevé, plus courte est la réponse. Or, dans le cas des ponts modifiés, cette valeur est déterminée par les angles de sécurité  $\mu_{s7}$  et  $\mu_{s8}$  et qui eux dépendent de l'impédance de source du convertisseur. Si l'emploi de transformateurs peut être évité, l'impédance de source est faible et le courant maximal permmissible est relativement élevé pour des angles de sécurité courts. Dans ces conditions, peu importe le convertisseur, l'entraînement a une réponse rapide. Par contre, dans le cas où les transformateurs ne peuvent être éliminés comme dans le montage expérimental, le convertisseur à 7 thyristors constitue le pire cas. En effet, puisqu'il est nécessaire, afin de tirer le meilleur profit de ce montage, de minimiser l'angle de sécurité (cf. section 1.11), le courant  $i_d$  est, ipso facto, limité à des valeurs plus petites. Autrement dit, il est nécessaire d'opérer le pont à 7 thyristors avec une marge de sécurité beaucoup plus

faible que celle du pont à 8 thyristors, ce qui le rend beaucoup plus sensible aux fautes de commutation, nécessite un réglage de courant beaucoup plus fin et diminue de façon générale la fiabilité de l'entraînement.

#### 4.6 Générateur d'induction

A part les entraînements à vitesse variable, les aérogénérateurs constituent une autre application où le montage de Scherbius peut s'avérer très intéressant. La machine est entraînée par l'éolienne à des vitesses hypersynchrones et de l'énergie électrique est retournée au réseau à la fois par les enroulements statoriques et par les enroulements rotoriques [76 à 78]. L'emploi d'une machine à bagues permet de régler la vitesse de l'éolienne soit de façon à soutirer le plus possible d'énergie du vent en ajustant la vitesse de rotation de manière à optimiser le rapport entre la vitesse tangentielle aux extrémités des pales et la vitesse du vent, soit de façon à limiter la puissance fournie par l'aérogénérateur lors de vents violents [78].

Dans cette application, la machine à bagues possède deux avantages incontestables sur sa principale concurrente: la machine synchrone auto-pilotée. Premièrement, une très grande partie de l'énergie est produite directement à 60 Hz et ne nécessite aucune conversion supplémentaire. L'amplitude des harmoniques injectées au réseau est par le fait même réduite au minimum. Deuxièmement, dans le cas d'éoliennes verticales, telles celles présentement à l'étude à Hydro-Québec, un dispositif de démarrage doit être prévu. Or, dans le cas d'une machine à bagues, ce dispositif est intrinsèque au montage de Scherbius à thyristors. En effet, au démarrage, l'éolienne est entraînée par la machine d'induction qui fonctionne alors en moteur. Au fur et à mesure que la vitesse augmente, le vent prend la relève et accélère de plus en plus l'éolienne. Aussitôt, la vitesse synchrone dépassée, la machine d'induction se met à générer produisant un couple de freinage stabilisa-

teur. Dans le cas d'une machine synchrone, un dispositif auxiliaire est nécessaire au démarrage afin de permettre à la machine d'atteindre une vitesse suffisante pour assurer la commutation naturelle des thyristors.

Par contre, deux problèmes sont associés à l'emploi de la machine d'induction. Premièrement, il est nécessaire d'amener la machine à des vitesses hypersynchrones limitant l'utilité de l'aérogénérateur pour de faibles vents. Deuxièmement, avec le convertisseur classique, le facteur de puissance est mauvais et une importante source de puissance réactive capacitive doit être prévue. Par contre, l'utilisation des convertisseurs modifiés réduit considérablement la consommation de puissance réactive et rend l'entraînement de Scherbius des plus compétitifs.

Afin de vérifier les gains qui pouvaient être obtenus avec les ponts modifiés lorsque la machine fonctionne en générateur, il a été décidé d'entraîner la machine ASEA par le moteur c.c. et de prendre une série de mesures à plusieurs vitesses hypersynchrones. Rapidement cependant, on a dû constater qu'il était impossible de dépasser 2200 t/min. En effet, à cette vitesse, le bruit produit par les machines devient intolérable et les risques de bris mécanique s'accroissent sensiblement; les machines utilisées ne sont pas conçues pour fonctionner à des vitesses supérieures à 1800 t/min.

Les figures 4.24 à 4.26 rassemblent les résultats obtenus à 1950 et 2150 t/min. Comme dans le cas du fonctionnement en moteur, les ponts modifiés permettent une amélioration importante du facteur de puissance, une diminution de la puissance réactive et des courants de

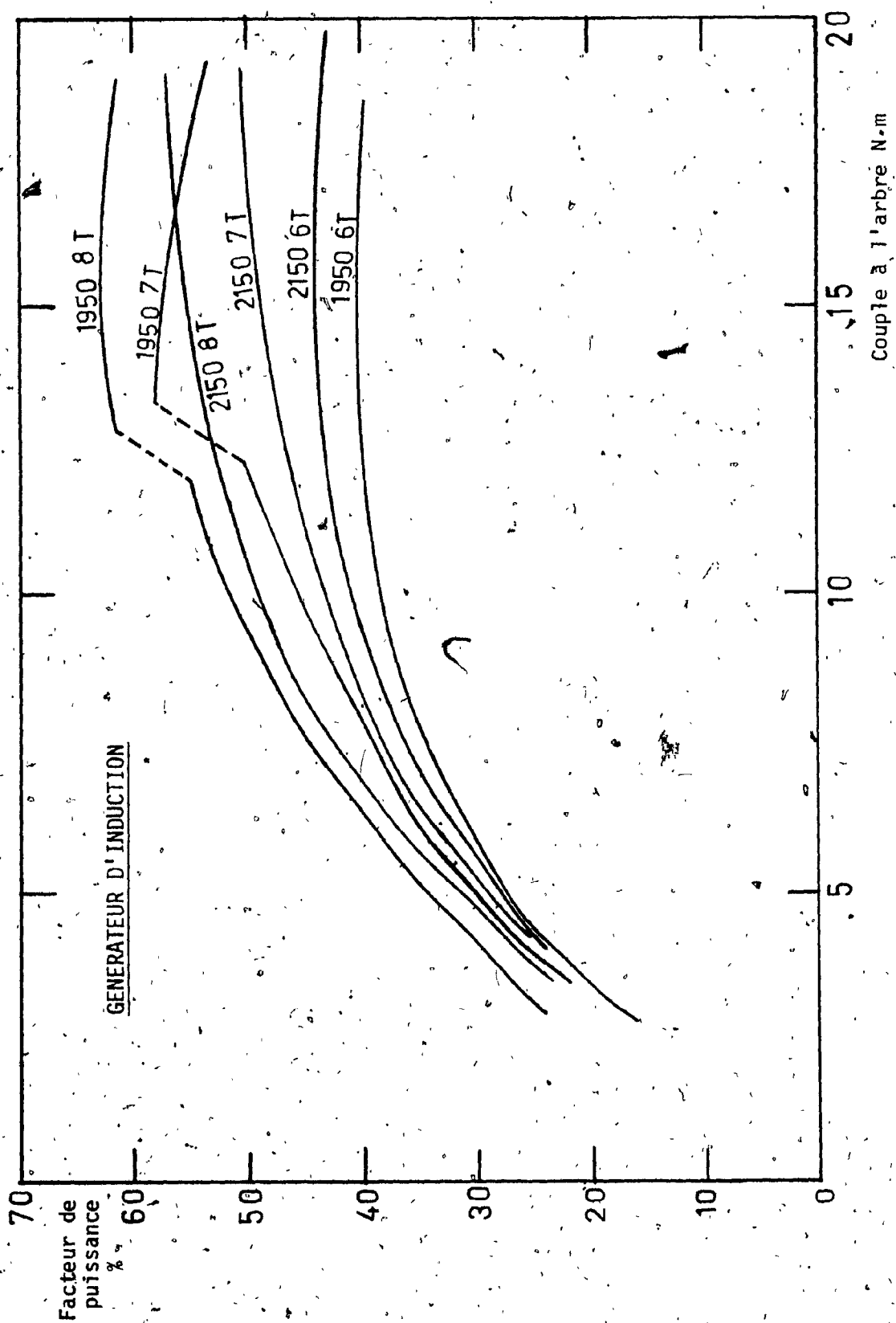


Fig. 4.24 : Facteur de puissance ; générateur d'induction

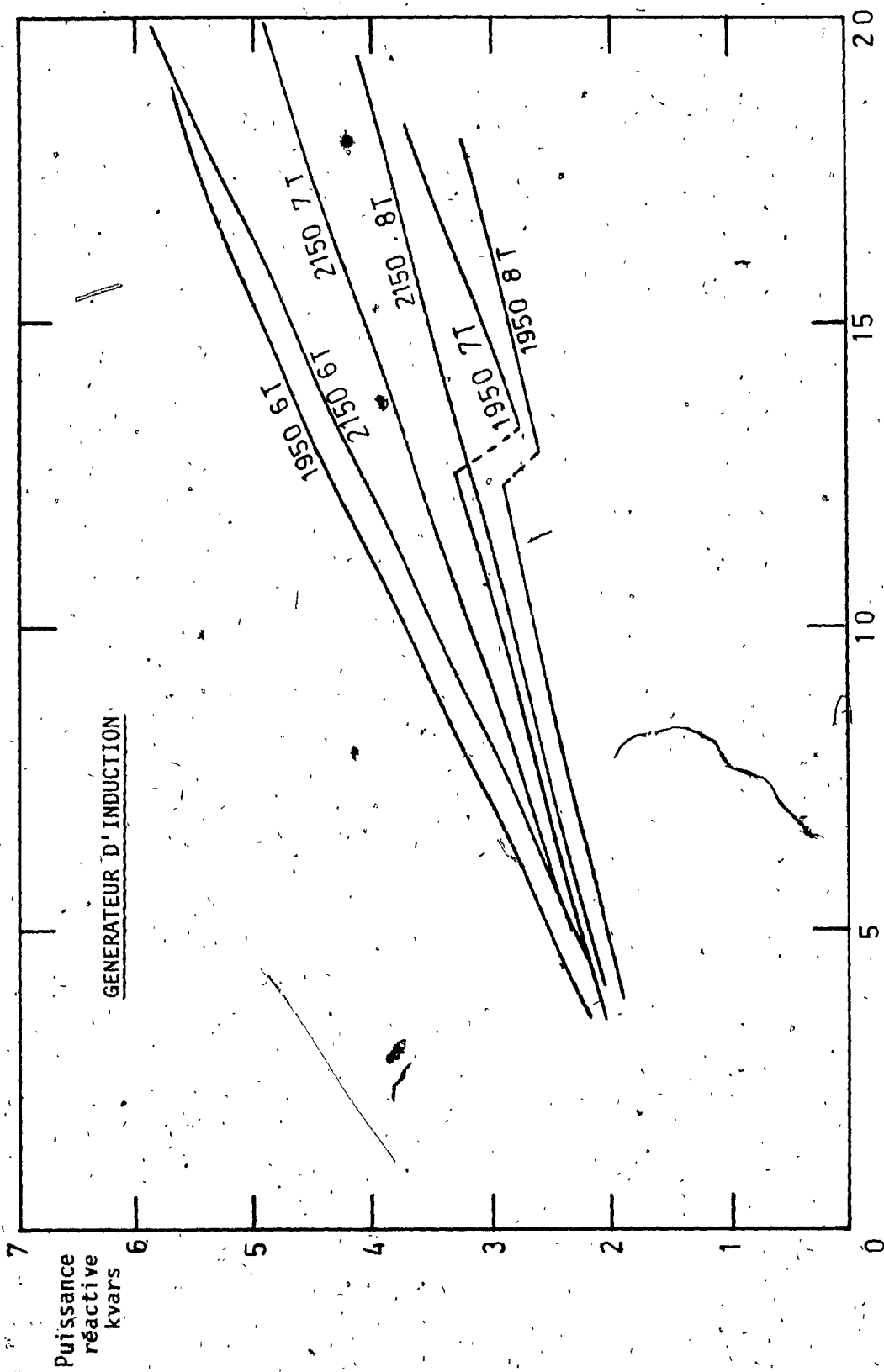


Figure 4.25 : Puissance réactive : générateur d'induction

8

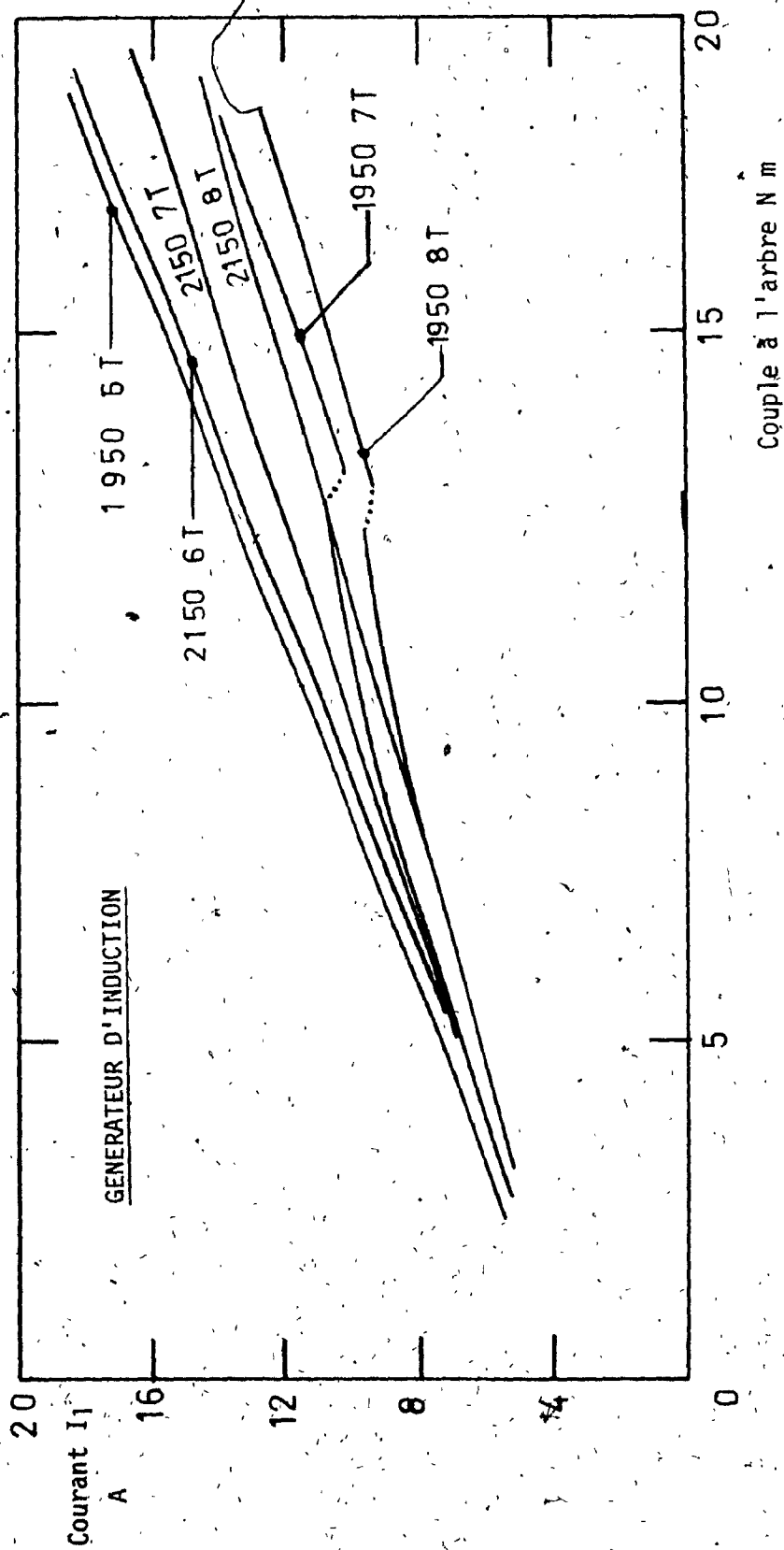


Figure 4.26 : Courant de ligne ; générateur d'induction



ligne. Ainsi, pour un couple de 18 N.m à 1950 t/min, le facteur de puissance est 62% pour le convertisseur à 8 thyristors, comparativement à 55% pour le pont à 7thyristors et à 40%, à peine, pour le pont classique. Dans les mêmes conditions, la puissance réactive consommée est de 3,2, 3,7 et 5,5 kvars et les courants de ligne 12,2, 13,4 et 17,6 ampères.

Les résultats fragmentaires présentés ici sont amplement suffisants pour justifier une étude exhaustive du montage et permettent de le proposer comme alternative viable pour les grands aérogénérateurs de la prochaine décennie.

#### 4.7 Évaluation de l'entraînement

Le remplacement du convertisseur classique par celui à 8 thyristors améliore sensiblement les performances de l'entraînement de Scherbius. Les gains les plus importants se situent au point de vue de la consommation de puissance réactive, du facteur de puissance et de l'amplitude des courants de ligne. De plus, ces gains surviennent lorsque l'entraînement fonctionne à des vitesses proches de la vitesse synchrone, condition pour laquelle l'entraînement doté du convertisseur classique présente les pires caractéristiques. Le rendement global de l'entraînement est aussi amélioré de quelques 3%. Ce gain qui, à première vue, peut sembler dérisoire, constitue, en réalité, dans le cas d'installations importantes une économie annuelle non-négligeable. Si, en plus, on ajoute à cela la réduction des harmoniques injectées dans le réseau, la diminution possible de l'inductance de lissage d'environ 37% et l'élimination des dispositifs auxiliaires de démarrage, le convertisseur à 8 thyristors est, sans équivoque, le meilleur choix possible pour l'entraînement de Scherbius.

Par rapport à l'entraînement doté du convertisseur à 8 thyristors, il ressort que celui avec le pont à 7 thyristors arrive toujours, bon deuxième, ou même parfois troisième, derrière celui avec le pont classique. Tout d'abord, la gamme de vitesses pour laquelle il diffère de celui doté du pont classique, est beaucoup plus petite que celui avec le pont à 8 thyristors. De plus, les gains obtenus, tant du point de vue du facteur de puissance, de la consommation de la puissance réactive, de l'amplitude des courants de ligne que de la valeur de l'inductance de lissage, sont toujours inférieurs à ceux avec le pont à 8 thy-

ristors. Finalement, à cause de sa résistance équivalente deux fois plus élevée, ce convertisseur rend l'entraînement beaucoup plus susceptible aux fautes de commutation et altère considérablement la réponse dynamique. Sauf dans le cas où le point neutre de la source ne peut absolument pas être rendu disponible, l'entraînement de Scherbius doté du convertisseur à 7 thyristors est à déconseiller.

Les applications possibles de l'entraînement de Scherbius doté du pont à 8 thyristors sont nombreuses. La première est, dans le contexte énergétique actuel, la modernisation de plusieurs installations existantes et, en particulier, celle des installations de pompage pour aqueduc où des moteurs asynchrones entraînent les pompes dont le débit est réglé, dans encore bien des installations, à l'aide de résistances à l'eau. Le remplacement de ces résistances par des convertisseurs à 8 thyristors permettrait des économies d'énergie considérables. Plusieurs installations de ventilation, de soufflerie et de treuils auraient aussi avantage à être dotées du convertisseur à 8 thyristors. Toutes les nouvelles installations où l'on utilise des entraînements de Scherbius avec convertisseur classique, constitue une seconde application possible. L'emploi du convertisseur à 8 thyristors améliorerait leurs performances. De nos jours, ces entraînements constituent une solution économique valable pour les applications de pompage et de ventilation dont la puissance varie entre 500 et 10,000 kW [52,68]. Finalement, les grands aérogénérateurs à vitesse variable qui verront le jour au cours de la prochaine décennie, pourraient eux aussi mettre à profit le convertisseur à 8 thyristors. Dans ce cas, il semble raisonnable de penser que le convertisseur à 8 thyristors rendrait la machine asynchrone plus économique que la machine synchrone auto-pilotée.

## CONCLUSION

Le présent travail a tout d'abord permis de mettre en évidence les caractéristiques bénéfiques des convertisseurs modifiés. Outre le facteur de puissance et la consommation de puissance réactive qui sont améliorés, l'amplitude des courants de ligne est aussi réduite. De plus, l'étendue de la gamme des angles de déclenchement est plus étendue passant à 240 degrés pour le convertisseur à 7 thyristors et à 300 degrés pour celui à 8 thyristors. Le convertisseur à 8 thyristors, s'il est alimenté par un transformateur en triangle, injecte aussi moins d'harmoniques au réseau que le convertisseur classique. Par contre, celui à 7 thyristors est pire pour certains angles. Du côté continu, les ponts modifiés sont supérieurs tant du point de vue des harmoniques que du point de vue ondulation résiduelle. Le problème principal créé par l'addition des thyristors auxiliaires en est un de commutation lorsque les convertisseurs fonctionnent en onduleur. Des angles de sécurité supplémentaires doivent être ajoutés. De plus, pour le convertisseur à 7 thyristors, le phénomène d'empiètement a pour conséquence néfaste de doubler la résistance équivalente.

Le second chapitre présente une méthode inédite de déclenchement équidistant. La complexité des algorithmes de déclenchement des convertisseurs modifiés était telle que les solutions classiques étaient inadéquates. De plus le désir de linéariser leur fonction de transfert rendait extrêmement attrayante une solution par micro-ordinateur. La nouvelle méthode basée sur une commande directe de l'intervalle entre deux déclenchements successifs plutôt que celle de l'instant absolu d'allumage

met pleinement à profit les caractéristiques des microprocesseurs et de leurs circuits périphériques. Cette méthode a permis d'atteindre pour les ponts modifiés une précision et un temps de réponse comparables sinon meilleurs que ceux obtenus par les méthodes traditionnelles.

Le troisième chapitre s'attarde en premier lieu à l'utilisation de la transformée en  $z$  pour l'analyse du comportement des sources de courant commandées par micro-ordinateur. Cette méthode permet de tenir compte des délais inhérents aux processus numériques et aux convertisseurs à retard de phase. La seconde partie de ce chapitre décrit un réglage de la tension redressée par une méthode à observateur auto-adaptative. On y démontre la possibilité d'ajuster rapidement la tension de sortie si la tension d'alimentation, le courant de charge et la résistance équivalente sont connus. Dans le cas du convertisseur classique la résistance équivalente peut être prédéterminée et fournie au micro-ordinateur. Par contre, dans le cas des convertisseurs modifiés, elle varie avec le mode d'opération et doit donc être déterminée en temps réel. La dernière partie du troisième chapitre décrit un logiciel capable de régler la tension d'un convertisseur et qui calcule, en temps réel, la résistance équivalente. De plus, afin de protéger le convertisseur contre les ratés de commutation, une limite de courant basée sur les concepts précédents lui a été incorporée. Enfin, puisque les algorithmes implémentés nécessitent la connaissance de la tension d'alimentation, de la tension continue et du courant de charge, un circuit est proposé pour mesurer la valeur moyenne de ces variables à toutes les 2.78 ms. La nouveauté principale de ce circuit est de ne pas introduire de retard de phase. Compte tenu de l'ondulation résiduelle superposée aux signaux, à l'instant d'échantillonnage, la lecture qui est obtenue constitue la meilleure valeur possible.

Un entraînement de Scherbius moderne à thyristors a été monté au laboratoire pour vérifier les gains réels qui découlent de l'emploi des ponts modifiés et le bien-fondé des deux commandes à micro-ordinateurs décrites auparavant. Un troisième micro-ordinateur a aussi été utilisé pour fermer la boucle de vitesse. Les résultats ont confirmé les prévisions. L'entraînement doté de l'un ou de l'autre des ponts modifiés, mais surtout du convertisseur à 8 thyristors est beaucoup plus performant. Evidemment, le facteur de puissance et la consommation de puissance réactive diminue. De surcroît, les courants de ligne sont eux aussi réduits et pour le convertisseur à 8 thyristors l'amplitude des harmoniques injectées au réseau est moindre. La réduction de l'ondulation résiduelle permet une réduction importante de l'inductance de lissage. Par contre, les risques de raté de commutation nécessitent des limites de courant plus faibles et, principalement pour le convertisseur à 7 thyristors, ralentit la réponse dynamique de l'entraînement. Somme toute, le potentiel industriel de l'entraînement de Scherbius doté du convertisseur à 8 thyristors semble des plus prometteurs. Par contre, celui doté du convertisseur à 7 thyristors est plus académique. Cependant, il offre un certain intérêt lorsque le point neutre n'est pas disponible.

La distribution des divers logiciels de commande entre trois micro-ordinateurs travaillant en parallèle a permis d'atteindre plusieurs buts. Tout d'abord, si un seul avait été utilisé, le nombre d'interruptions qui peuvent survenir simultanément aurait accru énormément la complexité des logiciels et il est à peu près certain que la réponse obtenue aurait été dramatiquement ralentie. De plus, le temps de mise au point des programmes aurait été décuplé. Finalement un système modulaire, tel que celui qui a été décrit, est beaucoup plus facile d'entretien. Chaque

module pouvant être isolé et vérifié séparément, il est beaucoup plus simple et rapide de localiser la défaillance et de la corriger.

Il ressort donc du présent travail que le convertisseur à 8 thyristors peut très avantageusement remplacer le pont de Graetz dans tous les cas où le convertisseur est appelé à travailler à des tensions inférieures à 87% de la tension maximale. Cela couvre la plus grande partie des applications du convertisseur classique. Par contre le convertisseur à 7 thyristors n'est utile que pour des tensions inférieures à 50% de la tension maximale. Qui plus est, en mode onduleur, le phénomène d'empiètement réduit encore davantage cette zone.

Les applications éventuelles de l'entraînement de Scherbius doté du convertisseur à 8 thyristors sont variées. En plus des nouvelles installations de pompage et de ventilation, la modernisation des systèmes déjà installés fonctionnant soit par commande à résistance soit même avec le pont classique, constitue une des principales applications potentielles. Il ne faut pas non plus oublier son emploi prometteur comme générateur d'induction dans les grands aérogénérateurs du futur.

La modification de la méthode de commande équidistante pour la rendre compatible à un fonctionnement à fréquence variable permettrait aussi d'utiliser le convertisseur à 8 thyristors dans les entraînements de machine synchrone auto-pilotée. Une telle application nécessiterait cependant des modifications profondes au programme. La valeur équivalente en microsecondes des angles ne pourrait plus être tabulée et on devrait prévoir un dispositif quelconque pour déterminer la fréquence

et calculer la valeur des divers délais. Un microprocesseur possédant des instructions de multiplication et de division comme le 6809 serait alors des plus intéressants.

La méthode de commande auto-adaptative de la tension décrite au troisième chapitre pourrait avantageusement être employée dans les cas où la charge est soit mal connue soit variable. Les risques d'instabilité seraient alors réduits tout en conservant une réponse rapide. Les redresseurs alimentant les laboratoires d'électrotechnique en courant continu constitue un exemple typique de situation où la charge n'est pas connue et où les méthodes d'asservissement classiques peuvent s'avérer désastreuses.

Finalement il existe plusieurs autres domaines où les résultats de ce travail peuvent être utiles et qui n'ont pas été abordés: entre autres, l'utilisation des ponts modifiés dans les lignes de transmission à courant continu, leur connexion en série dans des montages à 12, 18 ... impulsions, leur emploi dans les cycloconvertisseurs etc.



# REFERENCES

- (1) H. Rissik, *The Fundamental Theory of Arc Convertors*, Monographs on elec. eng., Volume VIII, Chapman and Hall Ltd, Londres, 1939#
- (2) J. Schaefer, *Rectifier Circuits: Theory and Design*, John Wiley and Sons, U.S.A., 1965.
- (3) E.W. Kimbark, *Direct Current Transmission*, Vol. I, Wiley Interscience, John Wiley and Sons, U.S.A., 1971.
- (4) G. Möltgen, *Line Commutated Thyristor Converters*", Siemens Co. et Pitman Publishing, Londres, 1972.
- (5) B.P. Pelly, *Thyristor Phase-controlled Converters and Cycloconverters*, Wiley Interscience, John Wiley and Sons, U.S.A., 1971.
- (6) S.B. Dewan and A. Straughen, *Power Semiconductor Circuits*, John Wiley and Sons, Toronto, Canada, 1975.
- (7) H. Bühler, *Electronique industrielle 1: Electronique de puissance, traité d'électricité*, Tome XV, Ecole Polytechnique fédérale de Lausanne, Ed. Georgi, Suisse, 1978.
- (8) V.R. Stefanovic et H.W. Huang, "Power Factor Improvement with a Modified Phase-Controlled Converter", 1978 Power Electronics Specialists Conference, Syracuse, New York, 13 au 15 juin 1978.
- (9) V.R. Stefanovic, "Power Factor Improvement with a Modified Phase-Controlled Converter", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. IA-15; no2, mars-avril, 1979, pp. 193-201.
- (10) G. Olivier, V.R. Stefanovic, G.E. April, "Microprocessor Controller for a Thyristor Converter with an Improved Power Factor", IEEE, 1980 Industrial Electronics and Control Instrumentation, Philadelphie, 17 au 20 mars 1980, pp. 98-106.
- (11) G. Olivier, V.R. Stefanovic, G.E. April, "Microprocessor Controller for a Thyristor Converter with an Improved Power Factor", IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-28, No 3, août 1981, pp. 188-194.
- (12) G. Olivier et V.R. Stefanovic, "Thyristor Current Source with an Improved Power Factor", IEEE 1980 Power Electronics Specialists Conference, Atlanta, 16 au 20 juin 1980, pp. 346-356.
- (13) W. Drury, W. Farrer, B.L. Jones, "Performance of Thyristor Bridge Converters Employing Flywheeling", IEEE Proceedings, Vol. 127, Pt. B, No 4, juillet 1980, pp. 268-276.
- (14) S.B. Dewan and W.G. Dunford, "Improved Power Factor Operation of a Three-Phase Rectifier Bridge Through Modified Gating", IEEE Industry Applications Society 1980 Annual meeting, Cincinnati, 28 sept-3 oct. 1980, pp. 830-837.

- (15) W. Farrer and D.F. Andrew, "Fuelly Controlled Regenerative Bridges with Half-Controlled Characteristics, IEEE Proceedings, Vol. 125, No 2, février 1978, pp. 109-112.
- (16) B. Mellitt, J.D. Meskin, W. Drury, Discussion on: "Fully Controlled Regenerative Bridges with Half Controlled Characteristics". IEEE Proceedings, Vol. 126, No 2, février 1979, pp. 175-176.
- (17) S.B. Dewan and W.B. Dunford, "Improved Power Factor Operation of a Single Phase Controlled Rectifier Bridge Through Modified Gating", IEEE 1980 Power Electronics Specialists Conference, Atlanta, 16-20 juin 1980, pp. 357-365.
- (18) IEEE Static Power Converter Committee, "IEEE Guide for Harmonic Control and Reactive Compensation of Static Power Converters", IEEE Standard 519, 1981.
- (19) Westinghouse Elec. Corp., *Power Semiconductor, User's Manual and Data Book*, Ed. W.J. Savage III, Westinghouse, Semiconductor Division, 1978.
- (20) G. Olivier and G.E. April, "Optoisolators Slash Cost of Three-Phase Detector", Electronics, vol. 51, no.24, 23 novembre 1978.
- (21) G. Olivier, V. Stefanovic, G.E. April, "Evaluation of Phase-Commutated Converters for Slip-Power Control in Induction Drives", IEEE - 1981 Industry Applications Society, Annual Meeting, Philadelphie, 4 au 6 octobre 1981, pp. 536-542.
- (22) General Electric Co., *SCR Manual Fifth Edition*, G.E. Semiconductor Products Department, Syracuse, New York, 1972.
- (23) T. Krishnan and B. Ramaswani, "A Fast-Response DC Motor Speed Control System", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-10, No 5, sept-oct. 1974, pp. 643-651.
- (24) Canadian General Electric, *Power Converter Handbook*, Edité par R.W. Lye, C.G.E. Power Delivery Department, Peterborough, Ontario, #PGEI-10355, 1976.
- (25) G. Olivier, V.R. Stefanovic, M.A. Jamil, "Digitally Controlled Thyristor Current Source", IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-26, no.3, août 1979, pp. 185-191.
- (26) B. Ilango, R. Krishnan, R. Subramanian, S. Sadasivan, "Firing Circuit for Three-Phase Thyristor-Bridge Rectifier, IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-25, no 1, février 1978, pp. 45-49.
- (27) R. Simard & V. Rajagopalan, "Economical Equidistant Pulse Firing Scheme for Thyristorized DC Drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, vol. IECI-22, no.3, août 1975, pp. 425-429.

- (28) P.C. Sen, M.L. MacDonald, D.J. Clarke, "A Novel Equidistant Pulse Control Scheme for Thyristor Converters", Canadian Electrical Engineering Journal, vol.3, no.3, 1978; pp. 10-14.
- (29) K.L. Fraser, "Direct Digital Control of a Thyristor Converter", mémoire de maîtrise, département de génie électrique, Université McGill, Montréal, août 1977.
- (30) A. Ekstrom, G. Liss, "A Refined HVDC Control System", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-89, no.5-6, mai/juin 1970, pp. 723-732.
- (31) H. Le-Huy, R. Feuillet, D. Roye, "A Digital Firing Scheme for Thyristor Converters", IEEE Industry Applications Society, 1979 Annual Meeting Cincinnati, 28 sept-3 oct 1980. pp. 503-507.
- (32) K. Kamiyama & al., "Microprocessor-Controlled Fast-Response Speed Regulator for Thyristorized Reversible Regenerative DCM Drives" IEEE - 1978 Industrial Electronics and Control Instrumentation Conference, Philadelphie, 20 au 22 mars 1978, pp. 216-222.
- (33) G. Rooy, A. Oumamar, "Direct Digital Control by Microprocessor of a Dual AC/DC Thyristor Converter", 1979 - Industrial Electronics and Control Instrumentation Conference, Philadelphie, 19 au 21 mars 1979, pp. 8-13.
- (34) J.F. Aubry, G.H. Pfitscher, C. Iunc, R. Husson, "Commande directe par microprocesseur d'un moteur à courant continu alimenté par des ponts à thyristors", Conumel 1980, Lyon 28-30 avril 1980, pp. 1-21 à 1-30.
- (35) J.F. Aubry, G.H. Pfitscher, "Control of Thyristor Converters Including High Safety by a Fast Microprocessor", 1980 Industrial Electronics and Control Instrumentation Conference, Philadelphie, 17 au 20 mars 1980, pp. 86-91.
- (36) T. Fukao, A. Morita, K. Nishida, "Minimum Settling Control Scheme for a Line Commutated Converter Output Current and a System Controller Using a Microprocessor", 1980 Industrial Electronics and Control Instrumentation Conference, Philadelphie, 17 au 20 mars 1980, pp. 92-97.
- (37) M. Léonard, "Variateur de puissance ca à commande numérique", projet de fin d'études, département de génie électrique, Ecole Polytechnique de Montréal, hiver 1981.
- (38) H. Millan, J.P. Sucena-Paiva, L.L. Freris, "Modelling of Controlled Rectifiers in Feedback Systems", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-93, No.1, 1974, pp. 167-175.
- (39) P.C. Sen, *Thyristor DC Drives*, Wiley Interscience Publication, John Wiley and Sons, New York, 1981.

- (40) Electro-Craft Co, *DC Motors Speed Controls Servo Systems*, 4th Edition, publié par Electro-Craft Co. Hopkins, Minnesota, U.S.A. 1978.
- (41) A.J. Mohammed, "Design and Building of a Digitally Controlled Thyristor Current Source", mémoire de maîtrise, département de génie électrique, Université Concordia, juin 1978.
- (42) J.L. Tou, *Digital and Sampled-Data Control Systems*, McGraw-Hill, 1959.
- (43) E.I. Jury, *Sampled-Data Control Systems*, John-Wiley, 1958.
- (44) L.J. Scanlon, *6502 Software Design*, Howard W. Sams and Co. Inc. Indianapolis, Indiana U.S.A. 1980.
- (45) M.S. Erlicki, "Inverter Rotor Drive of an Induction Motor", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-84, no. 11, nov. 1965, pp. 1011-1016.
- (46) A. Lavi, R.J. Polge, "Induction Motor Speed Control with Static Inverter in the Rotor", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-85, no. 1, janvier 1966, pp. 76-84.
- (47) P.N. Miljanic, "The Through-pass Inverter and its Application to the Speed Control of Wound Rotor Induction Machines", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-87, no. 1 janvier 1968, pp. 234-239.
- (48) W. Shepherd, J. Stanway, "Slip Power Recovery in an Induction Motor by the Use of a Thyristor Inverter", IEEE Transactions on Industry and General Applications, Vol. IGA-5, no. 1, jan-fév. 1969, pp. 74-82.
- (49) D.A. Paice, "Speed Control of Large Induction Motors by Thyristor Converters", IEEE Transactions on Industry and General Applications, Vol. IGA-5, no. 5, sept.-oct. 1969, pp. 545-551.
- (50) A. Chattopadhyay, "An Adjustable-speed Induction Motor Drive with a Cycloconverter-Type Thyristor Commutator in the Rotor", IEEE 1975 Industry Annual Meeting, Atlanta, sept. 1975, pp. 605-611.
- (51) A. Chattopadhyay, "Analog Computer Simulation of an Adjustable-Speed Induction Motor Drive with a Cycloconverter-Type Thyristor-Commutator in the Rotor", IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-22, no. 3, août 1975, pp. 433-440.
- (52) A. Chattopadhyay, "Digital Computer Simulation of an Adjustable-Speed Induction Motor Drive with a Cycloconverter-Type Thyristor-Commutator in the Rotor", IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-23, no. 1, février 1976, pp. 86-92.

- (53) V.N. Mittle, K. Venkatesan, S.C. Gupta, "Transients in Static Slip-Energy Recovery Drive", Institute of Engineers, India, Journal E.L. Vol.59, décembre 1978, pp. 134-141.
- (54) V.N. Mittle, K. Venkatesan, S.C. Gupta, "Switching Transients in Static Slip-Energy Recovery Drive", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-98, No.4, juillet-août 1979, pp. 1315-1320.
- (55) V. Pavlov, H. Okitsu, T. Suzuki, T. Ohnishi, "Hybrid Speed-Control Systems of Wound-Rotor Induction Motor", Proc. IEE, Vol. 126, no.9, sept. 1979, pp. 821-825.
- (56) M. Ayadurai, B.P. Singh, C.S. JHA, R. Arockiasamy, "On the speed Control of Wound-Rotor Induction Motors Using Rotor Impedance Control", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-98, no.5, sept.-oct. 1979.
- (57) F. Shibata, A. Ohtsuto, Tsurutak, T. Kohrin, "Speed Control of a Cascade Induction Motor with Three sets of Converters in its Secondary Circuit", IEEE Power Engineering Society, Winter Meeting, Atlanta, Georgia, 1-6 février 1981, #81 WM 197-3.
- (58) P. Franz, A. Meyer, "Digital Simulation of a Complete Subsynchronous Converter Cascade with 6/12- Pulse Feedback System", IEEE Power Engineering Society, Winter Meeting, Atlanta, Georgia, 1-6 fév. 1981 # 81 WM 512-3.
- (59) P. Zimmermann, "Super-Synchronous Static Converter Cascade", 2nd IFAC Symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives, Editor M.A. Kaaz, Pergamon Press, 1977, pp. 559-566.
- (60) J.E. Brown, W. Drury, B.L. Jones, "Kramer Type Drives with Controlled Flywheeling Applied to the Slip-Energy Recovery Bridge", IEEE Conference, Publication #179, Londres, 1980, pp. 19-22.
- (61) R.J. Polge, "Speed Control of a Wound Rotor Induction Motor with Static Inverter in the Rotor Circuit", Thèse de doctorat, Carnegie Institute of Technology, Pittsburgh, Etats-Unis, sept. 1963.
- (62) S.A. Siemens, "Systèmes d'entraînement", Publication #E-319/1126-102, Rep. Fed. D'Allemagne 1980(?). (Existe en version anglaise sous le no. E-319/1126-101: System-based Drive Technology).
- (63) T. Wakabayashi, T. Hori, K. Shimizu, T. Yoshioka, "Commutatorless Kraemer Control System for Large-Capacity Induction Motors for Driving Water Service Pumps", IEEE 1976 Industry Application Society Annual Meeting, 1976, pp. 822-828.
- (64) D.C. Sen, K.H.J. Ma, "Rotor Chopper Control for Induction Motor Drive: TRC Strategy", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-11, pp. 43-49, jan-fév. 1975.

- (65) H.B. Weiss, "Adjustable Speed AC Drive Systems for Pump and Compressor Applications", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-10, jan.-fév. 1974, pp. 162-167.
- (66) C.B. Mayer, "High Response Control of Stator Watts and Vars for Large Wound Rotor Induction Motor Adjustable Speed Drives", IEEE - Industry Applications Society 1979 Annual Meeting, pp. 817-823, 1979.
- (67) V.N. Mittle, K. Venkatesan, S.C. Gupta, "Stability Analysis of a Constant Torque Static Slip-power-recovery Drive", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-16, no.1, jan.-fév. 1980, pp. 119-126.
- (68) C.P. LeMone, T. Takeishi, "Large Adjustable Speed Drives", IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, Portland, Oregon, 26-31 juillet 1981, # 81 SM 416-7.
- (69) M. Ramamodrtty, M. Arvnachalam, "Dynamic Performance of a Closed-Loop Induction Motor Speed Control System with Phase-Controlled SCR's in the Rotor", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-15, #5, sept-oct. 1979, pp. 489-493.
- (70) J.R. Eliason, B.S. Fisher, "Large Adjustable Speed Fan Drives Including Static Converter Developments for Ciment Plants", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-13, No.6, nov.-déc. 1977, pp. 557-562.
- (71) T. Tsuchiya, "Suboptimal Control of a Static Scherbies Induction Motor System Using a Microprocessor", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-16, no.5, sept.-oct. 1980, pp. 686-699.
- (72) P.C. Sen, K.H.J. Ma, "Constant Torque Operation of Induction Motors Using Chopper in Rotor Circuit", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-14, no.5, sept-oct. 1978. pp. 408-414.
- (73) A.A. Smith, "A Current-Source Inverter in the Secondary Circuit of a Wound Rotor Induction Motor Provides Sub and Supersynchronous Operation", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-17, no.4, juillet-août 1981, pp. 399-406.
- (74) J.M. Murphy, *Thyristor Control of A.C. Motors*, Permogan Press, Oxford, 1973.
- (75) R.A. Morgan, "A Status Report AC-Drive Technology" IEEE Industry Applications Society, 1981 Annual Meeting, Philadelphie, 5 oct-9 oct. 1981, pp. 543-547.
- (76) T.S. Jayadev, "Windmill's Stage a comeback" IEEE Spectrum, nov. 1976 pp. 45-49.

- (77) V. Rajagopalan et al., "Simulation dynamique d'un générateur à induction à rotor bobiné fonctionnant selon le processus Scherbius moderne à thyristors", rapport de recherche, Université du Québec à Trois-Rivières, # RR 2F-1977, sept. 1977.
- (78) Société d'ingénierie Shawinigan Ltée, "Etude des grands aérogénérateurs pour la production d'énergie électrique", rapport préparé pour Hydro-Québec, le Conseil National de Recherches et Mines et Ressources Canada, #5845, déc. 1979 et juillet 1980.
- (79) J. Hindmarsh, *Electrical Machines and their Applications*, 3rd Ed. Pergamon International Library, Londres, 1977.